

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**Diseño asistido por ordenador de filtros en guía de onda de
secciones cuasi-canónicas en banda Ku para comunicaciones
por satélite**

**Jose Alfonso Méndez López
Tutor: Ana Morán López
Ponente: Jorge Alfonso Ruiz Cruz**

Julio 2018

Diseño asistido por ordenador de filtros en guía de onda de secciones cuasi-canónicas en banda Ku para comunicaciones por satélite

AUTOR: Jose Alfonso Méndez López

TUTOR: Ana Morán López



Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Julio de 2018

Resumen

El objetivo de este proyecto es el diseño y análisis de filtros pseudo-paso bajo y paso banda utilizando la tecnología de onda, a partir del método de secciones cortas para el filtro paso bajo y del uso de resonadores acoplados por irises para el filtro paso banda.

El filtro pseudo-paso bajo se realizará en la banda Ku con una banda de paso de 12.4 a 18 GHz. Su implementación en guía rectangular se hará en el modo fundamental de la guía con una frecuencia de corte de modo fundamental de 12.4 GHz. Este filtro pseudo-paso bajo en guía rectangular actuará como filtro paso banda entre 12.4 GHz y 18 GHz.

Para el filtro paso banda, se impondrá un ancho de banda de un 4 % centrado a 20 GHz, teniendo de frecuencias inferior y superior de 19.6 GHz y 20.4 GHz respectivamente. En este caso, el filtro se diseñará para tres tipos de guía, la rectangular, la triangular equilátera y la parabólica.

En todos los prototipos diseñados se ha validado la metodología de diseño estudiada y se ha recurrido a una etapa final de optimización de las dimensiones calculadas para el cumplimiento de las especificaciones de diseño.

Abstract

The aim of this work is the design and analysis of quasi-low pass filters and band pass filters in the waveguide technology, by means of the stepped impedance filter for the former and by means of the use of coupled cavities in the latter.

The quasi-low pass filter will be designed over the whole Ku band from 12.4 to 18 GHz. It will be designed in the fundamental mode of the rectangular waveguide with a cut-off frequency of 12.4 GHz.

The band-pass filters will be designed with a 4% of fractional bandwidth at 20 GHz (19.6 and 20.4 GHz the lower and upper frequencies respectively). In this case three prototypes will be designed in different types of waveguides (rectangular, equilateral triangular and parabolic cross-sections).

In all the designed prototypes the theoretical principles have been validated, and a final stage of optimization has been included to guarantee the proposed specifications.

Palabras clave

Guía de onda, filtro pseudo-paso bajo, filtro paso banda, ancho de banda monomodo, cavidad resonante, parámetros S, pérdidas, reflexión, modo, resonador, función de tipo Chebychev, banda Ku.

Keywords (inglés)

Waveguide, pseudo-low pass filter, bandpass filter, single mode bandwidth, resonant cavity, S parameters, loss, reflection, mode, resonator, Chebychev type function, Ku band.

Agradecimientos

En primer lugar, quiero dar las gracias a mi tutora, Ana Morán López por ayudarme en todas las tutorías que hemos tenido, sobre todo en la última semana que ha sido dura para ambos debido a mi capacidad de redacción. ¡Muchas gracias!

A mi ponente, Jorge A. Ruiz Cruz que me dio la oportunidad de entrar al departamento de RFCAs, aceptó el TFG y me ayudó en su desempeño durante la primera parte del trabajo.

Gracias también a todos los compañeros de RFCAs que nos juntamos en el laboratorio días antes de la entrega del trabajo para compartir penas y sobre todo para ver el Mundial de Rusia mientras no sacamos nada adelante.

Quiero agradecer también a Juan Antonio todos los momentos que hemos compartido, que hasta me ha seguido a realizar el TFG a este departamento, a Dani por estar en la misma clase que yo desde que tenía 2 años, a Jorge por hacernos la vida más entretenida en la universidad y a muchos otros amigos como Sergio I., Sergio S, Pablo, Manu, Guille, Jamil, Diego, Marcos, Iván, ... (no me matéis si me olvido de alguno) sin los cuales la vida aquí no hubiera sido lo mismo.

Y por último quiero agradecer a mi familia por apoyarme no solo durante la carrera, sino durante toda mi vida, apoyarme en mi decisión de estudiar lo que yo quería y nunca ponerme ningún impedimento para nada.

INDICE DE CONTENIDOS

1 Introducción.....	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Organización de la memoria.....	1
2 Diseño de filtros	3
2.1 Metodología general de diseño.....	3
2.2 Metodología de diseño de filtro de secciones cortas	6
2.2.1 Equivalente circuital	6
2.2.2 Implementación en guía de onda	8
2.3 Metodología de diseño de filtro inline de cavidades	8
2.3.1 Equivalente circuital	8
2.3.2 Implementación en guía de onda	10
3 Prototipos.....	13
3.1 Diseño de prototipo pseudo-paso bajo en secciones cortas	13
3.2 Diseño de tres prototipos inline paso banda	20
3.2.1 Filtro en guía rectangular.....	22
3.2.2 Filtro en guía triangular equilátera	27
3.2.3 Filtro en guía parabólica	33
4 Conclusiones y trabajo futuro.....	41
4.1 Conclusiones.....	41
4.2 Trabajo futuro	41
Referencias	- 1 -

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1 ETAPAS DE DISEÑO DE LOS FILTROS.....	3
FIGURA 2.2 PROTOTIPO PASO BAJO PARA FILTROS BUTTERWORTH Y CHEBYCHEV N=3	4
FIGURA 2.3 PROTOTIPOS PASO BAJO NORMALIZADOS	5
FIGURA 2.4 TRANSFORMACIONES DE FILTROS	6
FIGURA 2.5 EQUIVALENCIA DE SECCIÓN CORTA Y LÍNEA DE LONGITUD	6
FIGURA 2.2.6 SECCIÓN MUY CORTA CON IMPEDANCIA DE LÍNEA MUY BAJA.....	7
FIGURA 2.2.7 SECCIÓN MUY CORTA CON IMPEDANCIA DE LÍNEA MUY ALTA	7
FIGURA 2.8 TRANSFORMACIONES DE ELEMENTOS CONCENTRADOS A SECCIONES CORTAS	7
FIGURA 2.9 FILTRO PASO BANDA. (A) COMENZANDO POR CONDENSADORES. (B) COMENZANDO POR BOBINAS.....	8
FIGURA 2.10 INVERSOR. (A) DE IMPEDANCIAS. (B) DE ADMITANCIAS.....	9

FIGURA 2.11 CIRCUITO PASO BANDA CON INVERSORES. (A) DE IMPEDANCIAS. (B) DE ADMITANCIAS	9
FIGURA 2.12 EQUIVALENCIA GUÍA Y CIRCUITO CON INVERSORES DE IMPEDANCIA	10
FIGURA 2.13 TIPOS DE GUÍAS. (A) RECTANGULAR. (B) TRIANGULAR EQUILÁTERA. (C) PARABÓLICA	10
FIGURA 2.14 CARACTERIZACIÓN DE IRIS (A). MEDIANTE SUS PARÁMETROS S (B). SU EQUIVALENTE CIRCUITAL (C).....	11
FIGURA 3.1 FILTRO PASO BAJO CON ELEMENTOS CONCENTRADOS. (A) DISEÑO. (B) RESPUESTA. ..	14
FIGURA 3.2 FILTRO PASO BAJO DE SECCIONES CORTAS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN. (A) DISEÑO. (B) RESPUESTA.	15
FIGURA 3.3 FRECUENCIAS DE CORTE DE FILTRO PSEUDO-PASO BAJO EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.....	16
FIGURA 3.4 FILTRO PASO BAJO DE SECCIONES CORTAS EN GUÍA RECTANGULAR	17
FIGURA 3.5 FILTRO PASO BAJO DE SECCIONES CORTAS EN GUÍA RECTANGULAR. (A) DISEÑO. (B) RESPUESTA.	18
FIGURA 3.6 RESPUESTA DE UN FILTRO PASO BAJO DE SECCIONES CORTAS EN GUÍA RECTANGULAR OPTIMIZADO.....	19
FIGURA 3.7 FILTRO PASO BANDA DE ELEMENTOS CONCENTRADOS. (A) DISEÑO. (B) RESPUESTA. .	21
FIGURA 3.8 FILTRO PASO BANDA EN GUÍA RECTANGULAR	22
FIGURA 3.9 FRECUENCIAS DE FILTRO DEL PASO BANDA EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	23
FIGURA 3.10 SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE IRIS EN GUÍA RECTANGULAR	24
FIGURA 3.11 VALORES NORMALIZADOS DE INVERSOR DE IMPEDANCIA FRENTE A APERTURA DE IRIS EN GUÍA RECTANGULAR.....	24
FIGURA 3.12 VALORES NORMALIZADOS DE INVERSOR DE IMPEDANCIA FRENTE A LA LONGITUD ELÉCTRICA EN GUÍA RECTANGULAR.....	25
FIGURA 3.13 RESPUESTA DEL FILTRO PASO BANDA EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	26
FIGURA 3.14 RESPUESTA DEL FILTRO PASO BANDA OPTIMIZADO EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	27
FIGURA 3.15 FILTRO PASO BANDA EN GUÍA DE ONDA TRIANGULAR EQUILÁTERA	27
FIGURA 3.16 CARTA DE MODOS GUÍA TRIANGULAR EQUILÁTERA.....	28
FIGURA 3.17 FRECUENCIAS DE CORTE DEL FILTRO PASO BANDA EN GUÍA DE ONDA TRIANGULAR EQUILÁTERA	29

FIGURA 3.18 SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE IRIS EN GUÍA TRIANGULAR EQUILÁTERA	30
FIGURA 3.19 VALORES NORMALIZADOS DE INVERSOR DE IMPEDANCIA FRENTE A APERTURA DE IRIS EN GUÍA TRIANGULAR EQUILÁTERA	30
FIGURA 3.20 VALORES NORMALIZADOS DE INVERSOR DE IMPEDANCIA FRENTE A LA LONGITUD ELÉCTRICA EN GUÍA TRIANGULAR EQUILÁTERA	31
FIGURA 3.21 RESPUESTA DEL FILTRO PASO BANDA EN GUÍA DE ONDA TRIANGULAR EQUILÁTERA	32
FIGURA 3.22 RESPUESTA DEL FILTRO PASO BANDA OPTIMIZADO EN GUÍA DE ONDA TRIANGULAR EQUILÁTERA	33
FIGURA 3.23 FILTRO PASO BANDA EN GUÍA DE ONDA PARABÓLICA	33
FIGURA 3.24 CARTA DE MODOS GUÍA PARABÓLICA	34
FIGURA 3.25 FRECUENCIAS DE CORTE DEL FILTRO PASO BANDA EN GUÍA DE ONDA TRIANGULAR EQUILÁTERA	36
FIGURA 3.26 SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE IRIS EN GUÍA PARABÓLICA	37
FIGURA 3.27 VALORES NORMALIZADOS DE INVERSOR DE IMPEDANCIA FRENTE A APERTURA DE IRIS EN GUÍA PARABÓLICA	38
FIGURA 3.28 VALORES NORMALIZADOS DE INVERSOR DE IMPEDANCIA FRENTE A LA LONGITUD ELÉCTRICA EN GUÍA PARABÓLICA	38
FIGURA 3.29 RESPUESTA FILTRO PASO BANDA EN GUÍA DE ONDA PARABÓLICA	39
FIGURA 3.30 RESPUESTA DEL FILTRO PASO BANDA OPTIMIZADO EN GUÍA DE ONDA PARABÓLICA.	40

INDICE DE TABLAS

TABLA 1 LONGITUDES ELÉCTRICAS DEL FILTRO PASO BAJO EN SECCIONES CORTAS	14
TABLA 2 LONGITUDES EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR DE FILTRO PSEUDO-PASO BAJO	16
TABLA 3 ALTURA DE LAS GUÍAS DE ONDA RECTANGULARES DEL FILTRO PSEUDO-PASO BAJO	16
TABLA 4 LONGITUDES EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR DE FILTRO PSEUDO-PASO BAJO	17
TABLA 5 COMPARACIÓN VALORES INICIALES Y OPTIMIZADOS	19
TABLA 6 VALORES DE ELEMENTOS CONCENTRADOS DE FILTRO PASO BANDA	21
TABLA 7 VALORES DE INVERSORES DE IMPEDANCIA DEL FILTRO PASO BANDA EN GUÍA RECTANGULAR	24
TABLA 8 VALORES DE ANCHO DE IRIS EN GUÍA RECTANGULAR	25

TABLA 9 VALORES DE LONGITUD DE RESONADORES EN GUÍA RECTANGULAR	25
TABLA 10 COMPARACIÓN ANCHOS IRISES EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR TRAS OPTIMIZACIÓN	26
TABLA 11 COMPARACIÓN LONGITUD DE RESONADORES EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR TRAS OPTIMIZACIÓN	27
TABLA 12 COMPARACIÓN DE DIFERENTES MODOS RESONANTES GUÍA TRIANGULAR EQUILÁTERA	28
TABLA 13 VALORES DE INVERSORES DE IMPEDANCIA PARA GUÍA TRIANGULAR EQUILÁTERA.....	30
TABLA 14 VALORES DE ANCHO DE IRIS EN GUÍA TRIANGULAR EQUILÁTERA	31
TABLA 15 VALORES DE LONGITUD DE RESONADORES EN GUÍA TRIANGULAR EQUILÁTERA	31
TABLA 16 COMPARACIÓN DE LOS ANCHOS DE LOS IRISES EN GUÍA DE ONDA TRIANGULAR EQUILÁTERA TRAS OPTIMIZACIÓN.....	32
TABLA 17 COMPARACIÓN DE LA LONGITUD DE LOS RESONADORES EN GUÍA DE ONDA TRIANGULAR EQUILÁTERA TRAS OPTIMIZACIÓN	33
TABLA 18 COMPARACIÓN DE PRESTACIONES PARA EL MODO FUNDAMENTAL CON $Q = 1$ PARA DISTINTOS RATIOS R	35
TABLA 19 COMPARACIÓN DE PRESTACIONES PARA EL MODO FUNDAMENTAL CON $Q = 2$ PARA DISTINTOS RATIOS R	35
TABLA 20 COMPARACIÓN DE PRESTACIONES PARA EL MODO FUNDAMENTAL CON $Q = 3$ PARA DISTINTOS RATIOS R	36
TABLA 21 VALORES DE INVERSORES DE IMPEDANCIA PARA GUÍA PARABÓLICA.....	37
TABLA 22 VALORES A RESTAR A LOS LADOS DE LA GUÍA PARABÓLICA	38
TABLA 23 VALORES DE LONGITUD DE LOS RESONADORES EN GUÍA PARABÓLICA.....	39
TABLA 24 COMPARACIÓN VALORES A RESTAR DE GUÍA DE ONDA PARABÓLICA TRAS OPTIMIZACIÓN	40
TABLA 25 COMPARACIÓN LONGITUD DE RESONADORES DE LA GUÍA DE ONDA PARABÓLICA TRAS OPTIMIZACIÓN	40

1 Introducción

1.1 Motivación

La comunicación constituye uno de los factores más importantes a la hora de mantener una unión entre las personas del mundo. Además, la necesidad de las personas de acceder a todos los contenidos que puede ofrecer la tecnología provoca que ésta deba estar avanzando y perfeccionándose constantemente para poder cubrir la demanda de la sociedad.

Los filtros son dispositivos que forman parte de los sistemas de comunicaciones. Hay múltiples tecnologías posibles para su implementación, y en este Trabajo de Fin de Grado se analizará una de ellas, la guía de onda.

El uso de guías de onda para la implementación de filtros está motivado por las bajas pérdidas que ofrece esta tecnología, además de su capacidad para manejar altos niveles de potencia.

En este TFG, se usarán diferentes métodos para implementar filtros pseudo-paso bajo y paso banda en distintos tipos de guía.

1.2 Objetivos

- Estudio de los métodos clásicos de diseño de filtro paso bajo y paso banda.
- Estudio de las distintas guías de onda a utilizar para la realización de los filtros.
- Diseño de un filtro pseudo-paso bajo en guía rectangular en banda Ku (12.4 – 18 GHz).
- Diseño de un filtro paso banda en distintos tipos de guía en una banda de frecuencias de 19.6 GHz a 20.4 GHz.
- Comparación de las prestaciones ofrecidas por los distintos tipos de guía.

1.3 Organización de la memoria

La estructura del trabajo será:

- Capítulo 2: explicación de los métodos para el diseño de filtros paso bajo y paso banda que se van a seguir en este TFG.
- Capítulo 3: implementación de los prototipos siguiendo la teoría del capítulo 2. Se va a emplear guía rectangular y dos secciones de guías menos conocidas (triangular equilátera y parabólica).
- Capítulo 4: se extraen las conclusiones del TFG y se hablará sobre posibles mejoras y continuaciones del mismo.

2 Diseño de filtros

Un filtro consiste en un sistema que permite seleccionar información en una banda de frecuencias.

En este Trabajo de Fin de Grado se van a implementar filtros pseudo-paso bajo y filtros paso banda en guía de onda. Esta tecnología nos permite el manejo de altas potencias además de bajas pérdidas de inserción con la desventaja de presentar menor tamaño con respecto a otras tecnologías como la microstrip.

Un filtro pseudo-paso bajo es un filtro paso bajo que actúa como un filtro paso banda, debido a la frecuencia de corte del modo fundamental de nuestra guía. El filtro diseñado trabajará en la banda Ku, que corresponde a unas frecuencias superior e inferior de 12.4 GHz y 18 GHz respectivamente y se implementará en guía de onda rectangular.

El filtro paso banda tendrá un ancho de banda de un 4% centrado a 20 GHz , lo que corresponde a unas frecuencias superior e inferior de 20.4 GHz y 19.6 GHz respectivamente. Su implementación se realizará en guía rectangular, triangular equilátera y parabólica.

2.1 Metodología general de diseño

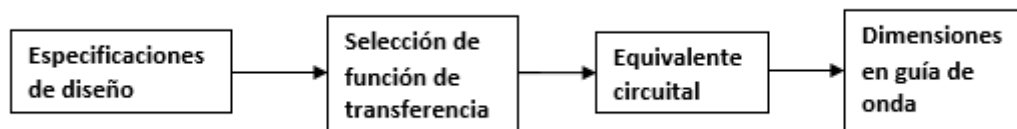


Figura 2.1 Etapas de diseño de los filtros

La Figura 2.1 muestra los pasos a seguir en el diseño hasta obtener el filtro final en guía de onda. A continuación se explican brevemente cada una de las etapas:

Especificaciones de diseño:

Son las características impuestas por los requisitos del sistema de comunicaciones en forma de restricciones en fase y/o amplitud del filtro. En este TFG nos centramos en la respuesta de amplitud, en la cual se requerirán 20 dB de reflexión en la banda de paso y en el caso de los filtros paso banda un compromiso entre el factor de calidad [2] y la ventana libre de espúreos.

Selección de función de transferencia:

A partir de las especificaciones anteriormente impuestas, se define la función de transferencia que adopte los parámetros S del filtro a través del método de pérdidas de inserción (2.1).

$$|s_{21}|[dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{P_{LR}} \right)$$

donde P_{LR} se define como:

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible en la fuente}}{\text{Potencia entregada a la carga}} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2.1)$$

El filtro que se va a utilizar en este proyecto es de tipo Chebychev debido a su simplicidad, para un mismo orden ofrece una mayor selectividad (mayor rechazo fuera de la banda de paso) como puede observarse en la Figura donde se representan las pérdidas de inserción de ambas funciones de transferencia para un filtro de orden 3. Las pérdidas de inserción de los filtros Chebychev vienen definidas por las fórmulas (2.2) y (2.3).

$$P_{LR}(\omega) = 1 + k^2 \left[T_N \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right]^2 \quad (2.2)$$

donde T_N es un polinomio de Chebychev de orden N y ω_c es la frecuencia de corte.

El polinomio T_N se caracteriza por la siguiente expresión:

$$T_N \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) = \cos \left(N \cos^{-1} \frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (2.3)$$

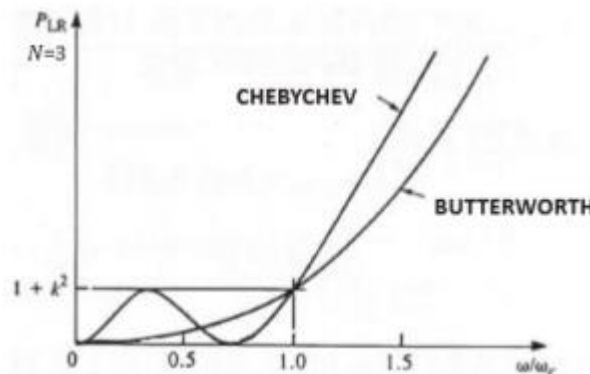


Figura 2.2 Prototipo paso bajo para filtros Butterworth y Chebychev N=3

Equivalente circuital:

La función de Chebychev se puede implementar mediante elementos concentrados, dispuestos en redes como las de la Figura (2.3).

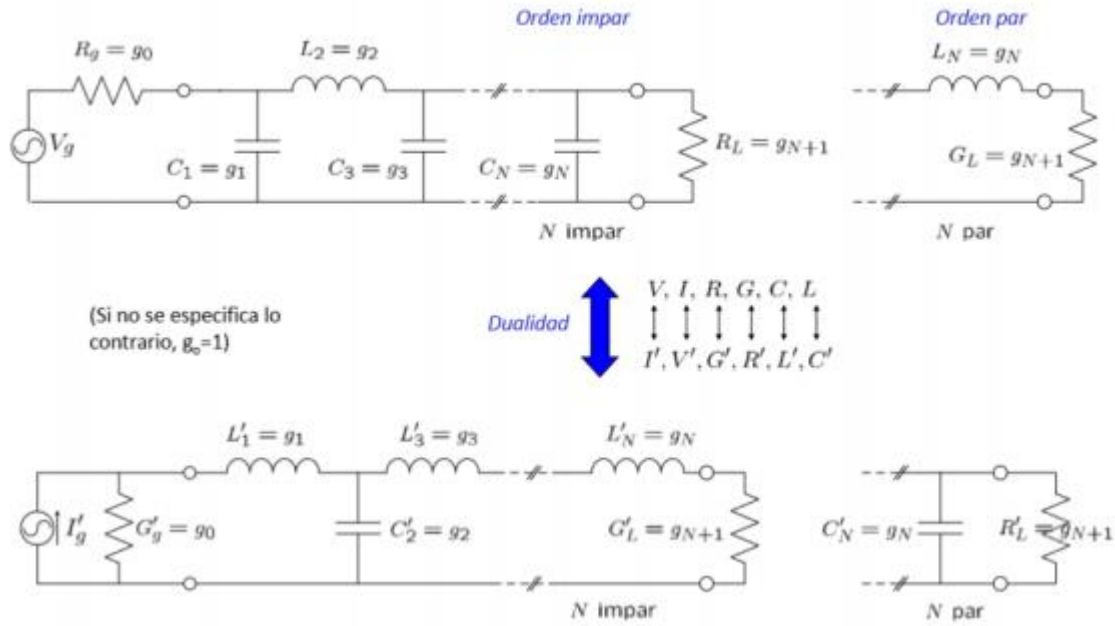


Figura 2.3 Prototipos paso bajo normalizados

Los valores g_i de los prototipos paso bajo normalizados se calculan a través de las siguientes fórmulas:

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 & g_1 &= \frac{2}{k} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2N}\right) \\
 g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \operatorname{sen}\left(\frac{(2i-1)}{2N} \pi\right) \operatorname{sen}\left(\frac{(2i-3)}{2N} \pi\right)}{k^2 + \operatorname{sen}^2\left(\frac{(i-1)\pi}{N}\right)} \text{ para } 1 < i < N+1 \\
 g_{N+1} &= \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ \coth^2\left(\frac{\varphi}{4}\right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \\
 \varphi &= \ln\left(\coth\left(\frac{LAR}{17.37}\right)\right) & k &= \operatorname{senh}\left(\frac{\varphi}{2N}\right)
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

El prototipo paso bajo se encuentra normalizado en impedancia de carga y frecuencia de corte. La Figura (2.4) muestra la desnormalización correspondiente para el prototipo paso bajo, así como las transformaciones correspondientes entre tipos de filtro (de paso bajo normalizado a paso alto, paso banda y banda eliminada).

Normalizado	Paso Bajo	Paso Alto	Paso Banda	Banda Eliminada
Transformación de frecuencia asociada	$\omega \leftarrow \frac{\omega}{\omega_c}$	$\omega \leftarrow -\frac{\omega_c}{\omega}$	$(\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2})$ $\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$	$\omega \leftarrow \Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - 1$

Figura 2.4 Transformaciones de filtros

En este TFG se va a trabajar con filtros pseudo-paso bajo y filtros paso banda, por lo que se realizarán las transformaciones de las columnas uno y tres de la Figura (2.4).

Dimensiones en guía de onda:

El último paso consistiría en transformar nuestro modelo circuital a guías de onda, usando la aproximación correspondiente para cada tipo de filtro que se diseñe, tal y como se explicará en las secciones posteriores.

2.2 Metodología de diseño de filtro de secciones cortas

2.2.1 Equivalente circuital

El diseño de filtros a través del método de secciones cortas en guía de onda requiere tratar las guías como líneas de transmisión. Los filtros conocidos como stepped-impedance alternan secciones cortas de líneas de transmisión con impedancias altas e impedancias bajas.

La equivalencia entre una sección corta y la línea de transmisión de longitud l tal que $\beta l < \pi/2$, se puede aproximar como la Figura (2.5).

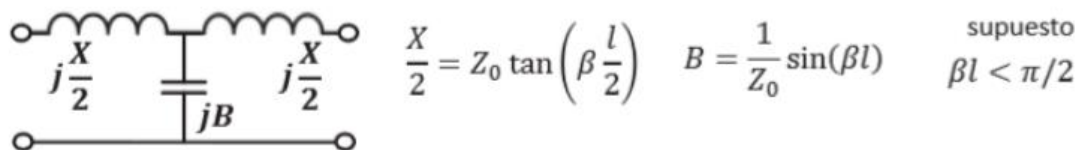


Figura 2.5 Equivalencia de sección corta y línea de longitud

Con una sección muy corta y una impedancia de línea muy baja:

$$\beta l < \frac{\pi}{4} \text{ y } Z_0 \text{ baja} \rightarrow X \cong 0 \quad B \cong \frac{\beta l}{Z_0} \rightarrow \begin{array}{c} \circ \text{---} \circ \\ | \\ \text{---} jB \text{---} \\ | \\ \circ \text{---} \circ \end{array} \quad j\omega_c C$$

Figura 2.2.6 Sección muy corta con impedancia de línea muy baja

Con una sección muy corta y una impedancia de línea muy alta:

$$\beta l < \frac{\pi}{4} \text{ y } Z_0 \text{ alta} \rightarrow X \cong Z_0 \beta l \quad B \cong 0 \rightarrow \begin{array}{c} \text{---} jX \text{---} \\ | \\ \circ \text{---} \circ \end{array} \quad j\omega_c L$$

Figura 2.2.7 Sección muy corta con impedancia de línea muy alta

El circuito con secciones cortas se obtiene a partir de un filtro paso bajo con elementos concentrados, combinando condensadores en paralelo con bobinas en serie como se puede observar en la Figura (2.3). A partir de ellos se realizan los cambios especificados en las Figuras (2.6) y (2.7) para obtener un circuito con líneas de transmisión.

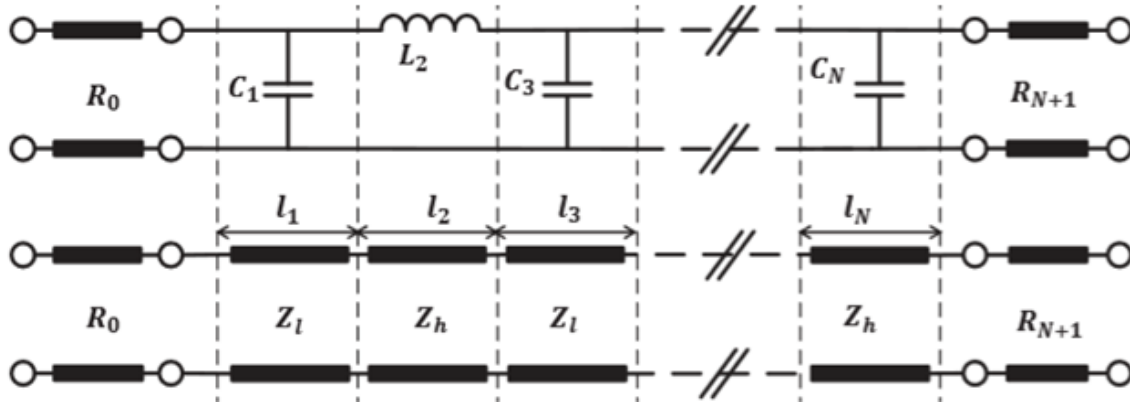


Figura 2.8 Transformaciones de elementos concentrados a secciones cortas

Los valores de las impedancias de las líneas son elegidos arbitrariamente por el diseñador sabiendo que la impedancia alta ha de ser mucho mayor que la impedancia baja (\$Z_h \gg Z_l\$). El cálculo de las longitudes dependerá de la frecuencia de trabajo, del orden del filtro y de las resistencias de generador y de carga del circuito. Estas se calculan a través de la relación de las Figuras (2.6) y (2.7), y despejando de ellas se obtienen las fórmulas (2.5) y (2.6) como se explica en la referencia [6].

$$l_i = \frac{g_i R_0}{Z_h \beta} \text{ para líneas de impedancia alta } Z_h \quad (2.5)$$

\$i = 2, 4, 6, \dots\$ en el circuito de la figura

(\$i = 1, 3, 5, \dots\$ en el circuito equivalente empezando por bobina en serie)

$$l_i = \frac{g_i Z_l}{R_0 \beta} \text{ para líneas de impedancia alta } Z_h \quad (2.6)$$

(\$i = 1, 3, 5, \dots\$ en el circuito de la figura)

(\$i = 2, 4, 6, \dots\$ en el circuito equivalente empezando por bobina en serie)

2.2.2 Implementación en guía de onda

El diseño del filtro en secciones cortas se realizará en guía de onda rectangular. Al tratarse de un filtro pseudo-paso bajo la banda de paso dependerá de la frecuencia de corte de la guía, que se calcula a través de la siguiente fórmula.

$$f_{c\,m,n} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.7)$$

El primer paso consiste en elegir un a tal que se propague el modo fundamental de la guía, el TE_{10} , a la frecuencia de trabajo. El alto b de las distintas guías se calcula a través de la fórmula (2.8) [2], donde k es un valor arbitrario a elegir por el diseñador y la Z corresponde con la impedancia de la línea de transmisión.

$$Z = k b \quad (2.8)$$

2.3 Metodología de diseño de filtro inline de cavidades

2.3.1 Equivalente circuital

El primer paso en el diseño de filtros inline paso banda consiste en obtener el filtro paso bajo normalizado y realizar las transformaciones correspondientes a filtro paso banda mostradas en la Figura (2.4). Tras las transformaciones, se obtienen redes paso banda como las de la Figura (2.9).

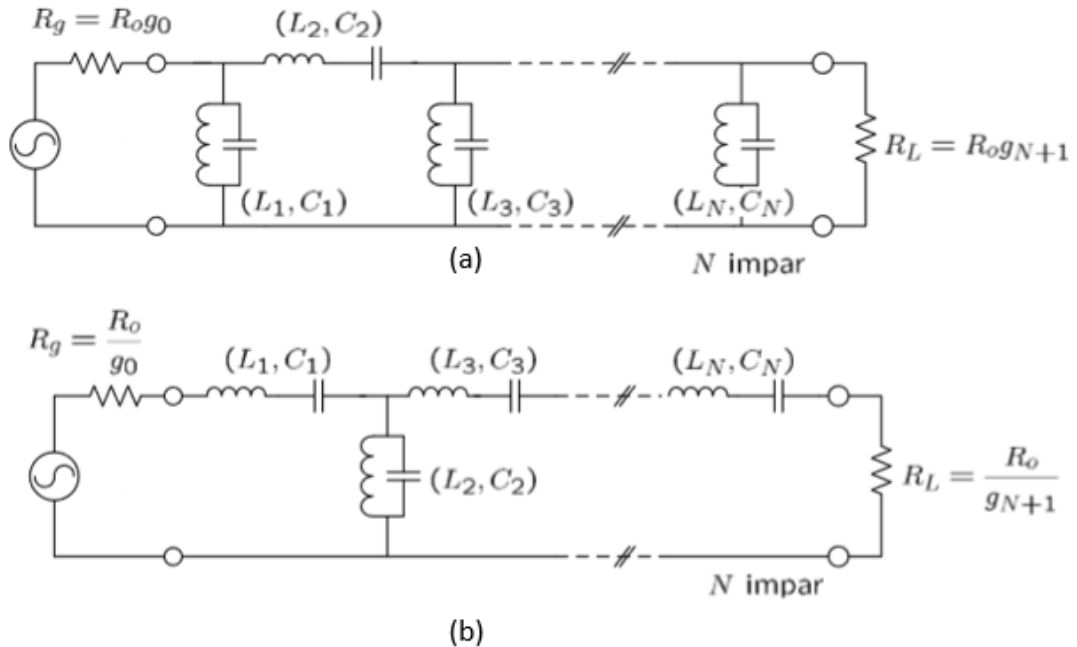


Figura 2.9 Filtro paso banda. (a) Comenzando por condensadores. (b) Comenzando por bobinas.

Una vez se ha obtenido el filtro paso banda con elementos concentrados se introducen inversores de impedancias o admitancias. Un inversor consiste en un circuito que a la entrada invierte la impedancia o admitancia a la salida de sus terminales como en la Figura (2.10).

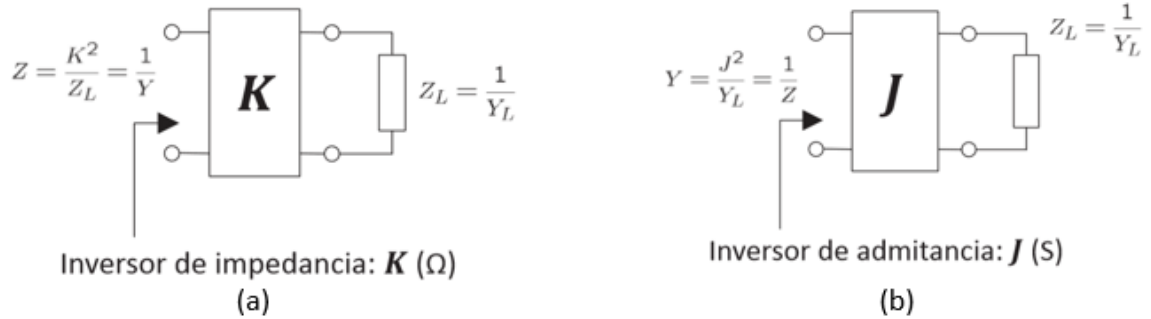


Figura 2.10 Inversor. (a) De impedancias. (b) De admitancias

Las transformaciones del circuito paso banda a un circuito con inversores da lugar a los dos prototipos de la Figura (2.11), donde los parámetros b_{oi} , x_{oi} , R_A , R_B , G_A , G_B , f_0 , Δ son valores que escoge el diseñador. Si se escoge correctamente el valor de la pendiente de reactancia (x) o susceptancia (b) se puede hacer que el valor de las bobinas y condensadores del circuito sean el mismo.

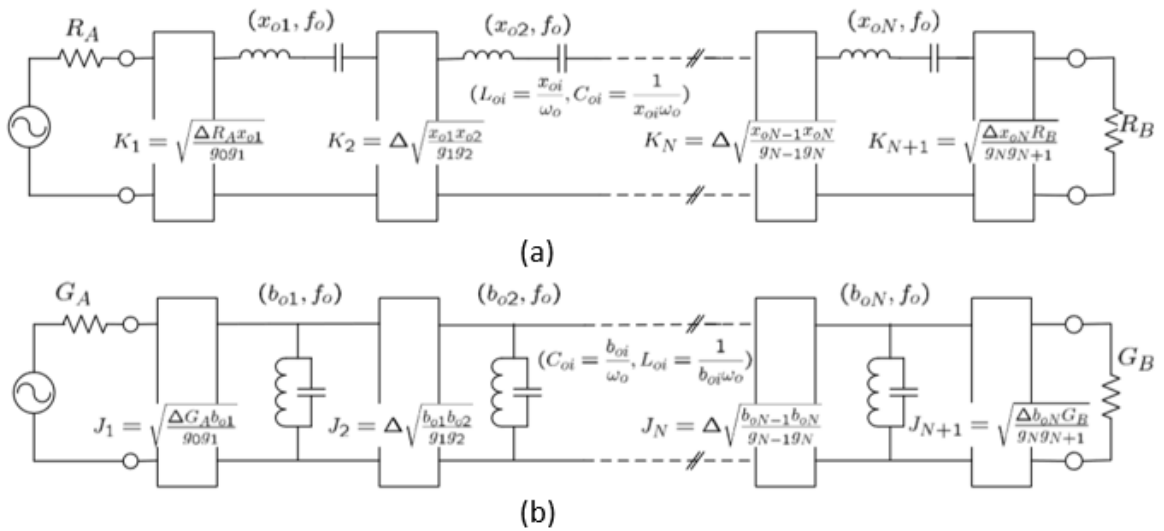


Figura 2.11 Circuito paso banda con inversores. (a) De impedancias. (b) De admitancias

2.3.2 Implementación en guía de onda

El modelo en la sección 2.3.1 funciona muy bien ya que los resonadores se corresponden con cavidades en guía de onda y los inversores con irises de acoplo entre esas cavidades como se puede observar en la Figura (2.12).

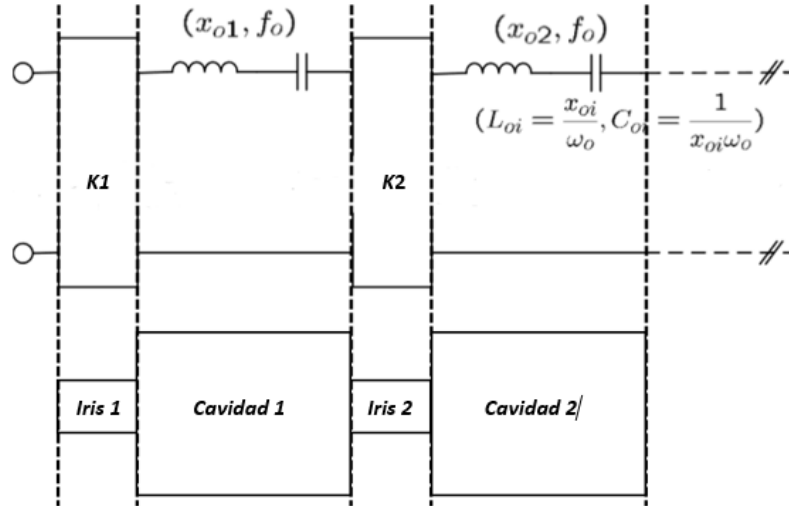


Figura 2.12 Equivalencia guía y circuito con inversores de impedancia

A continuación se describe la implementación correspondiente en guía de onda.

Implementación de las cavidades

Una línea de transmisión cortocircuitada en ambos extremos tiene propiedades resonantes a una longitud $\lambda/2$ o múltiplos de la misma [9]. De este modo, la cavidad resonante se forma al cortocircuitar los extremos de la guía.

En este TFG se van a utilizar tres tipos de guías de onda, uno clásico como es la guía de onda rectangular (Figura 2.13.a) y otros dos en guías no convencionales como son la guía de onda triangular equilátera (Figura 2.13.b) y la guía de onda parabólica (Figura 2.13.c).

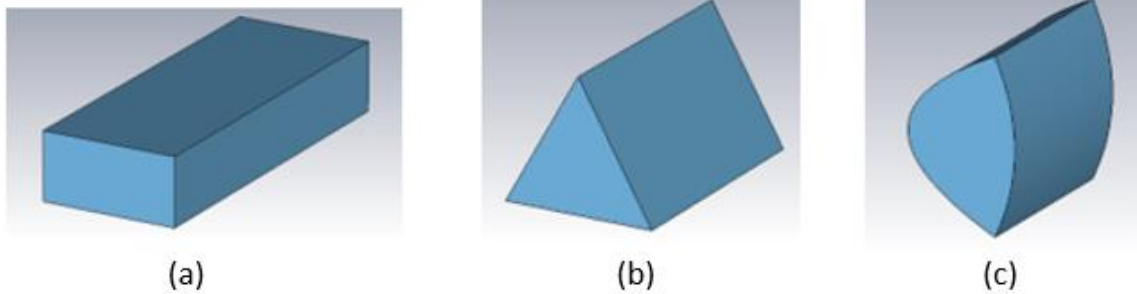


Figura 2.13 Tipos de guías. (a) Rectangular. (b) Triangular equilátera. (c) Parabólica

Se analizarán los distintos modos resonantes de las diferentes. La condición de resonancia, que consiste en que en los extremos de la guía el campo eléctrico transversal sea cero ($E_t=0$), viene dada por la fórmula (2.9) donde el índice se corresponde con un múltiplo de una línea de transmisión $\lambda_g/2$. Dicho índice se seleccionará más adelante para las diferentes guías de onda.

$$f_{res_{m,n,q}} = \frac{c_0}{2\pi} \sqrt{k_c^2 + \left(\frac{q\pi}{d}\right)^2} \quad (2.9)$$

La longitud de onda de una guía viene definida por la siguiente fórmula.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (f_c/f_0)^2}} \quad (2.10)$$

donde f_c viene definido por la siguiente expresión:

$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.11)$$

La diferencia entre las distintas guías viene dada por el valor de k_c , siendo su cálculo para la Figura (2.13.a) [3] y Figura (2.13.b) [4] de manera analítica y para la Figura (2.13.c) [5] cuasi-analítica.

Implementación de los irises

Los irises son aperturas que unen dos cavidades resonantes y se corresponden a los inversores en el modelo circuital de la sección 2.3.1. Para la implementación de los irises se ha de realizar una simulación electromagnética de un iris, el cual tendrá un circuito equivalente inversor en T como se observa en la Figura (2.14).

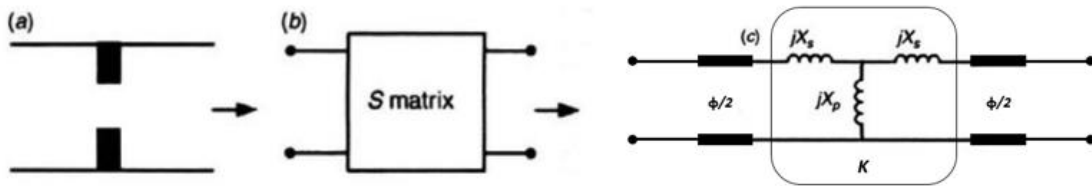


Figura 2.14 Caracterización de iris (a). Mediante sus parámetros S (b). Su equivalente circuital (c).

A partir de los parámetros S obtenidos mediante simulación electromagnética, obtenemos el valor de las inductancias en serie X_s y paralelo X_p del inversor K mediante las fórmulas (2.12), (2.13) y (2.14).

$$j \frac{X_s}{Z_0} = \frac{1 - s_{12} + s_{11}}{1 - s_{11} + s_{12}} \quad (2.12)$$

$$j \frac{X_p}{Z_0} = \frac{2 s_{12}}{(1 - s_{11})^2 + s_{12}^2} \quad (2.13)$$

$$\frac{K_0}{Z_0} = |\tan(\frac{\Phi}{2} + \arctan \frac{X_s}{Z_0})| \quad (2.14)$$

En la Figura (2.14.c) el valor Φ definido por la fórmula (2.15) se corresponde con la longitud eléctrica de corrección de las cavidades resonantes.

$$\Phi = -\arctan\left(2 \frac{X_p}{Z_0} + \frac{X_s}{Z_0}\right) - \arctan \frac{X_s}{Z_0} \quad (2.15)$$

El valor Φ de la fórmula (2.15) y de la Figura (2.14) se corresponde con la longitud eléctrica de corrección de las cavidades resonantes. De esta manera, el valor final de las longitudes de nuestro resonadores viene dado por la siguiente fórmula.

$$l_r = \frac{\lambda}{2\pi} [\pi + 0.5(\Phi_r + \Phi_{r+1})], \text{ donde } r = 1, \dots, N \quad (2.16)$$

3 Prototipos

En este apartado se va a diseñar un filtro pseudo-paso bajo en la banda Ku (de 12.4 GHz a 18 GHz) en guía rectangular y tres filtros paso banda en la banda K (de 19.6 GHz a 20.4 GHz) en guía clásica rectangular y dos guías no convencionales (triangular equilátera y parabólica). Todos los prototipos se realizarán siguiendo la metodología explicada en el Capítulo 2.

3.1 Diseño de prototipo pseudo-paso bajo en secciones cortas

Se va a diseñar un filtro pseudo-paso bajo a través de las etapas presentes en la Figura (2.1).

Especificaciones y selección de función de transferencia

- Banda de paso: Banda Ku (12.4 GHz – 18 GHz)
- $f_0 = 15 \text{ GHz}$ (con un ancho de banda del 37.3 %)
- Nivel de reflexión mínimo: 20 dB

El diseño del filtro paso bajo se realizará mediante la función de transferencia de Chebychev y se ha elegido un orden 9 para mejorar la selectividad del mismo.

Equivalente circuital

El primer paso para el diseño de un filtro paso bajo es realizar su prototipo equivalente paso bajo normalizado siguiendo la metodología general del diseño de filtros del apartado 2.1. Los parámetros normalizados g 's se calculan a través de las fórmulas (2.4) para una reflexión inferior a 20 dB.

Los valores de estas g 's son: $g_0 = g_{10} = 1$, $g_1 = g_9 = 0.8144$, $g_2 = g_8 = 1.4270$, $g_3 = g_7 = 1.8043$, $g_4 = g_6 = 1.7125$, $g_5 = 1.9067$.

Estos valores se transforman a través de las equivalencias de la Figura (2.4) para un filtro paso bajo desnormalizado, donde los condensadores y bobinas se calculan a través de las siguientes fórmulas.

$$C_i = \frac{g_i}{R_0 \omega_c} \quad L_i = \frac{R_0 g_i}{\omega_c} \quad (3.1)$$

donde $R_0 = 50$, $f_c = 15 \text{ GHz}$, $\omega_c = 2\pi f_c$, obteniéndose unos valores de bobinas y condensadores de: $C_1 = C_9 = 0.144 \text{ pF}$, $L_2 = L_8 = 0.63 \text{ nH}$, $C_3 = C_7 = 0.319 \text{ pF}$, $L_4 = L_6 = 0.757 \text{ nH}$, $C_5 = 0.3372 \text{ pF}$.

El circuito con elementos concentrados se observa en la Figura (3.1.a). Dicho circuito se simula mediante el software comercial ADS, obteniéndose la respuesta mostrada en la Figura (3.1.b).

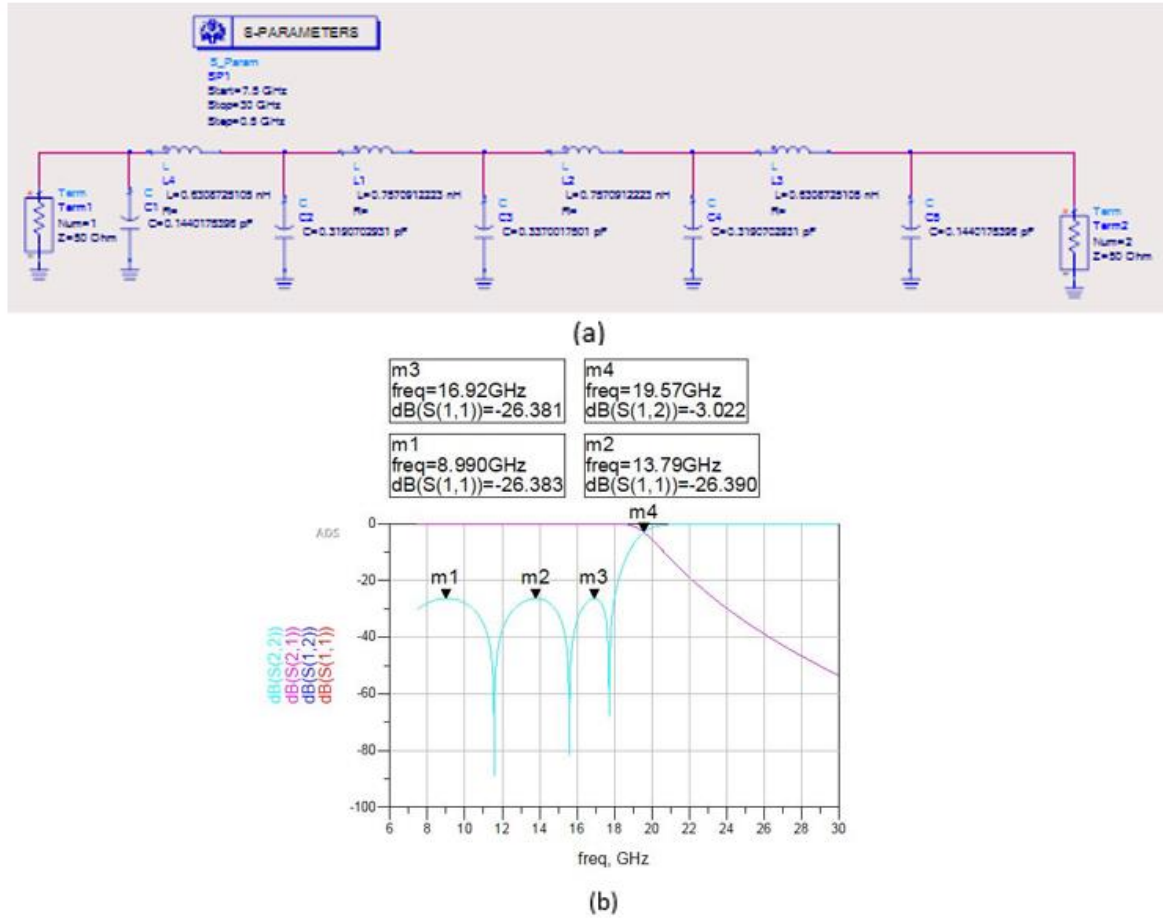


Figura 3.1 Filtro paso bajo con elementos concentrados. (a) Diseño. (b) Respuesta.

Una vez que se ha obtenido el valor de las bobinas y condensadores, se calculan las secciones cortas basadas en el equivalente circuital del apartado 2.2. Se obtiene el valor de las longitudes eléctricas ($\beta\lambda$) a partir de una Z_h y Z_l arbitrarios. Para este diseño, se ha elegido un valor de $Z_l = 25 \text{ Ohm}$ y una $Z_h = 75 \text{ Ohm}$.

Una vez que se ha obtenido el valor de las bobinas y condensadores se va a calcular el modelo de implementación para secciones cortas explicado en la sección 2.2, en el cual se debe obtener el valor de las longitudes eléctricas ($\beta\lambda$) a partir de una Z_h y Z_l a elegir. En este caso se ha cogido una $Z_l = 25 \text{ Ohm}$ y una $Z_h = 75 \text{ Ohm}$, a partir de los cuales se obtienen los datos mostrados en la Tabla (1), formando el diseño de la Figura (3.2.a) con la respuesta de la Figura (3.2.b).

Tabla 1 Longitudes eléctricas del filtro paso bajo en secciones cortas

$\beta\lambda_1$	$\beta\lambda_2$	$\beta\lambda_3$	$\beta\lambda_4$	$\beta\lambda_5$	$\beta\lambda_6$	$\beta\lambda_7$	$\beta\lambda_8$	$\beta\lambda_9$
23.3308	54.5074	51.6894	65.41268	54.62293	65.41268	51.6894	54.5074	23.3308

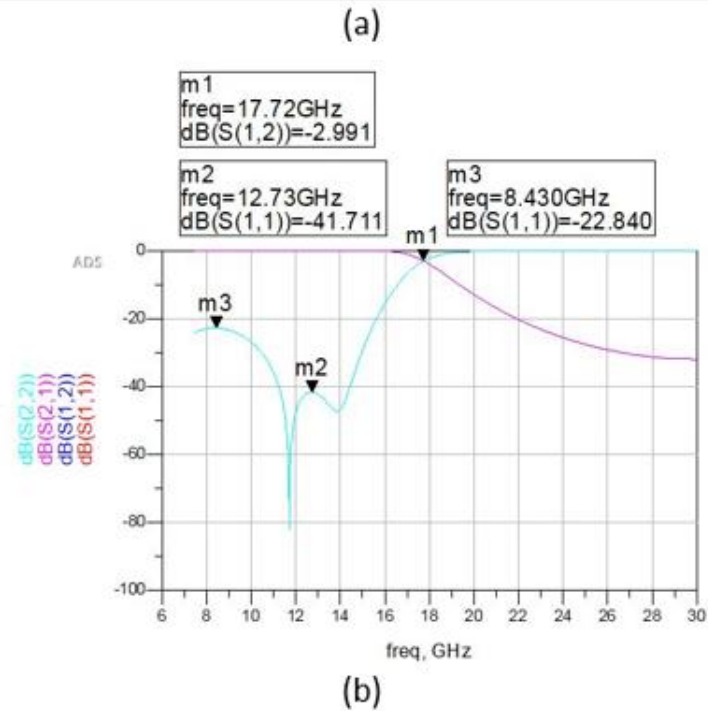


Figura 3.2 Filtro paso bajo de secciones cortas en líneas de transmisión. (a) Diseño. (b) Respuesta.

Implementación en guía de onda

El primer paso consiste en obtener el valor del ancho y alto de la guía para que se tenga una propagación monomodo en toda la banda de paso. Se usará una guía de onda rectangular que empleará el modo fundamental TE_{10} .

La frecuencia de corte de la guía se calcula a través de la fórmula (2.5). Dado que se tiene el modo TE_{10} , se obtiene:

$$f_{c10} = \frac{c}{2a} = 12.4 \text{ GHz} \rightarrow a = \frac{c_0}{2f_{c10}} = 1.209677 \text{ cm}$$

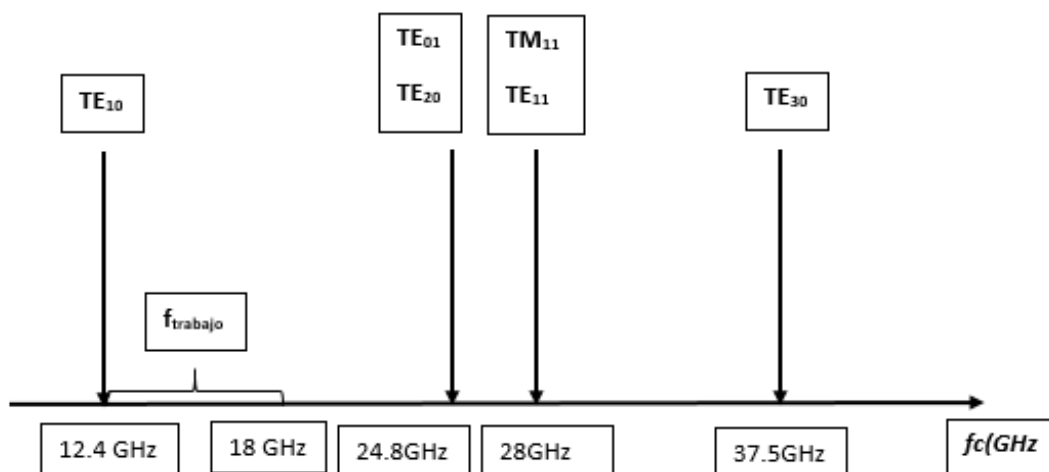


Figura 3.3 Frecuencias de corte de filtro pseudo-paso bajo en guía de onda rectangular

A través de las longitudes eléctricas de la Tabla (1) se obtienen el valor de las longitudes reales de las cavidades del filtro pseudo-paso bajo en guía de onda rectangular, mediante $\beta = 2\pi/\lambda_g$ siendo la longitud de la guía $\lambda_g = 23 \text{ mm}$. Los resultados de las longitudes de guías se muestran en la Tabla (2).

Tabla 2 Longitudes en guía de onda rectangular de filtro pseudo-paso bajo

Longitudes [mm]									
l1	l2	l3	l4	l5	l6	l7	l8	l9	
1.9872	2.6116	4.4026	3.134	4.6501	3.134	4.4026	2.6116	1.9872	

Para obtener todas las dimensiones del filtro queda calcular el valor de la altura de las guías a través de la fórmula (2.6) siendo $k = 0.75$. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla (3).

Tabla 3 Altura de las guías de onda rectangulares del filtro pseudo-paso bajo

Altura [cm]										
b _i	b ₁	b ₂	b ₃	b ₄	b ₅	b ₆	b ₇	b ₈	b ₉	b ₀
0.6	0.9	0.3	0.9	0.3	0.9	0.3	0.9	0.3	0.9	0.6

Con el cálculo de las dimensiones de las guías de onda se procede a realizar una simulación en el software comercial CST. La respuesta de la simulación se muestra en la Figura (3.4).

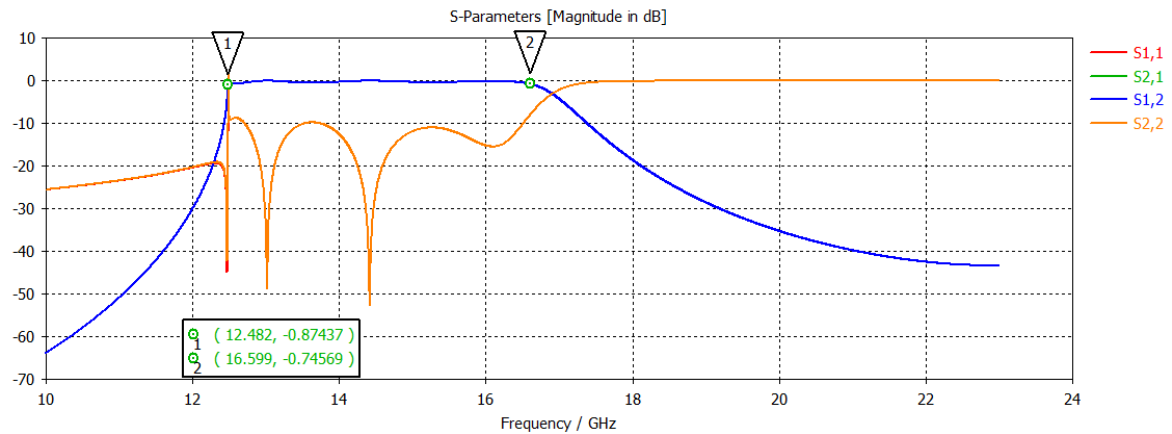


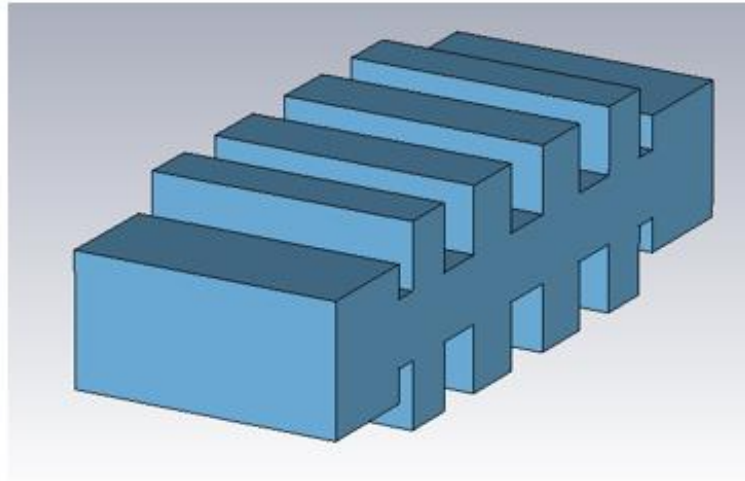
Figura 3.4 Filtro paso bajo de secciones cortas en guía rectangular

En la Figura (3.4) se puede ver que la banda de paso ha quedado reducida de (12.4 – 18 GHz) a (12.4 – 16.6 GHz). Los resultados al no ser los esperados, se ha obtenido una mejora en el filtro pseudo paso bajo que afecta al cálculo de las longitudes de las guías. Se procede a calcular las longitudes reales mejoradas de cada guía del filtro a través de los resultados de las longitudes eléctricas de la Tabla (4) pero esta vez $\beta = 2\pi/\lambda_0$, siendo $\lambda_0 = c/f_0$.

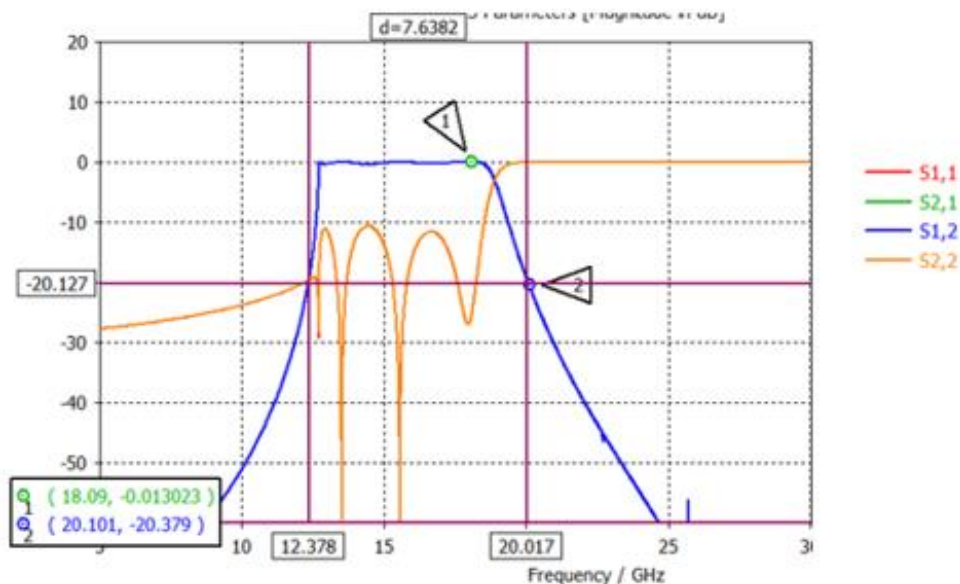
Tabla 4 Longitudes en guía de onda rectangular de filtro pseudo-paso bajo

Longitudes [mm]								
l1	l2	l3	l4	l5	l6	l7	l8	l9
1.08	2.52	2.39	3.02	2.529	3.02	2.39	2.52	1.08

Tras realizar el cálculo de las nuevas longitudes de las guías se simula el nuevo filtro en el software comercial CST. En la Figura (3.5.a) se observa el diseño del filtro, en el que se representa el interior de la guía (el aire) rodeado de conductor perfecto. La respuesta de la simulación se muestra en la Figura (3.5.b).



(a)



(b)

Figura 3.5 Filtro paso bajo de secciones cortas en guía rectangular. (a) Diseño. (b) Respuesta.

La respuesta del filtro se asemeja a la obtenida mediante elementos concentrados, pero no es exactamente igual, y esto es debido a las múltiples aproximaciones que se realizan en las transformaciones. Por ello, se hace necesario realizar una optimización de las dimensiones del filtro para reducir el nivel de reflexión a las especificaciones de diseño (20 dB). Los nuevos valores de longitud y altura comparados con los iniciales se muestran en la Tabla (5) y la respuesta optimizada en la Figura (3.6).

Tabla 5 Comparación valores iniciales y optimizados

	Longitudes								
	l1	l2	l3	l4	l5	l6	l7	l8	l9
Tamaño inicial [mm]	1.08	2.52	2.39	3.02	2.529	3.02	2.39	2.52	1.08
Tamaño optimizado [mm]	0.97	2.659	2.44	3.117	2.44	3.21	2.46	2.6	1.11

	Altura guías										
	bi	b1	b2	b3	b4	b5	b6	b7	b8	b9	bo
Tamaño inicial [mm]	0.6	0.9	0.3	0.9	0.3	0.9	0.3	0.9	0.3	0.9	0.6
Tamaño optimizado [mm]	0.54	0.96	0.33	0.96	0.33	0.96	0.33	0.96	0.33	0.96	0.54

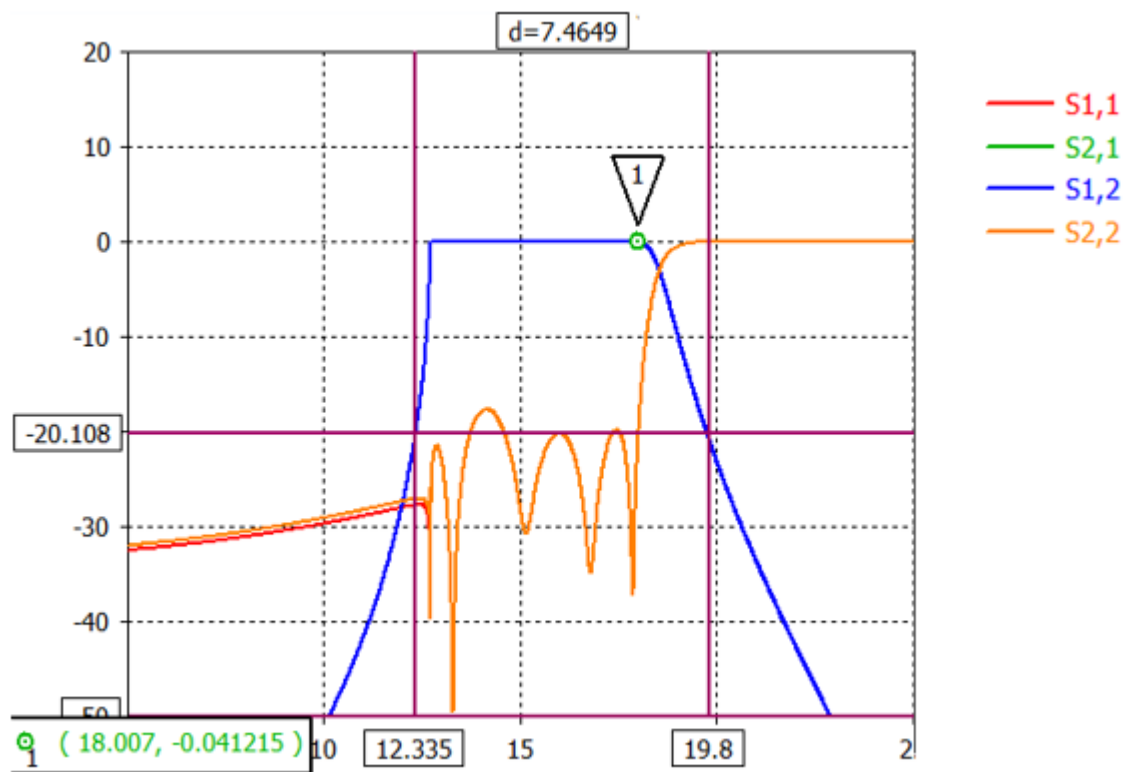


Figura 3.6 Respuesta de un filtro paso bajo de secciones cortas en guía rectangular optimizado

3.2 Diseño de tres prototipos inline paso banda

En este apartado se va a realizar el diseño de un filtro paso banda en tres tipos de guías diferentes, una clásica que es la guía de onda rectangular, y otras dos de usos no tan convencionales como la guía de onda triangular equilátera y la guía parabólica.

Las fases iniciales de diseño son las mismas para los tres filtros y se detallan a continuación.

Especificaciones y selección de función de transferencia

Tal y como se ha comentado anteriormente, los tres filtros comparten las dos primeras etapas de diseño de la Sección 2.1 y por tanto compartirán especificaciones entre ellos.

- Banda de paso: banda K (de 19.6 a 20.4 GHz).
- $f_0 = 20 \text{ GHz}$ (con un ancho de banda es del 4 %)
- Nivel de reflexión mínimo: 20 dB

El diseño del filtro paso banda se realizará mediante la función de transferencia Chebychev y se ha elegido un orden 9 para mejorar la selectividad del mismo.

Equivalente circuital

Para el diseño de un filtro paso banda se ha de realizar un prototipo paso bajo equivalente normalizado explicado en la sección de metodología general del diseño de filtros del apartado 2.1. Para ello, el primer paso consiste en calcular los parámetros g 's normalizados a través de las fórmulas (2.4) para un nivel de reflexión inferior a 20 dB. Los valores obtenidos son: $g_0 = g_{10} = 1$, $g_1 = g_9 = 0.8144$, $g_2 = g_8 = 1.4270$, $g_3 = g_7 = 1.8043$, $g_4 = g_6 = 1.7125$, $g_5 = 1.9067$.

A través de estos parámetros se realiza la correspondiente transformación a paso banda de la Figura (2.4) con una $R_0 = 1$, $\omega_0 = 2\pi f_0$ donde $f_0 = 20 \text{ GHz}$ y $\Delta = 4 \%$.

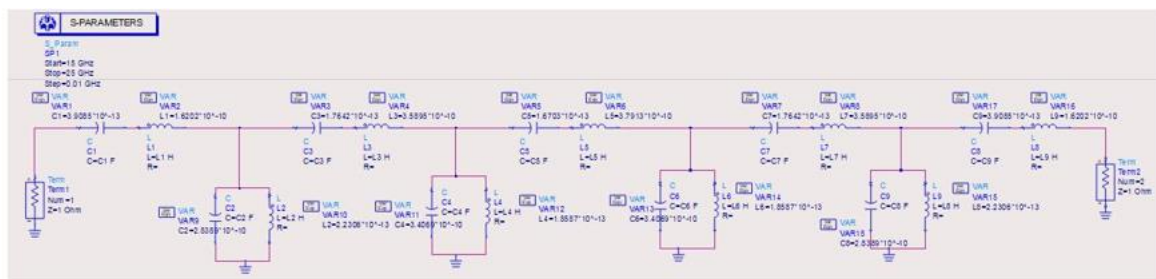
$$\begin{aligned} L_{i_serie} &= \frac{g_i R_0}{\Delta \omega_0} & C_{i_serie} &= \frac{\Delta}{R_0 g_i \omega_0} \\ L_{i_paralelo} &= \frac{\Delta R_0}{g_i \omega_0} & C_{i_paralelo} &= \frac{g_i}{R_0 \Delta \omega_0} \end{aligned} \quad (3.2)$$

A partir de las fórmulas (3.2) y de los valores de los parámetros g anteriormente definidos se obtiene la Tabla (5).

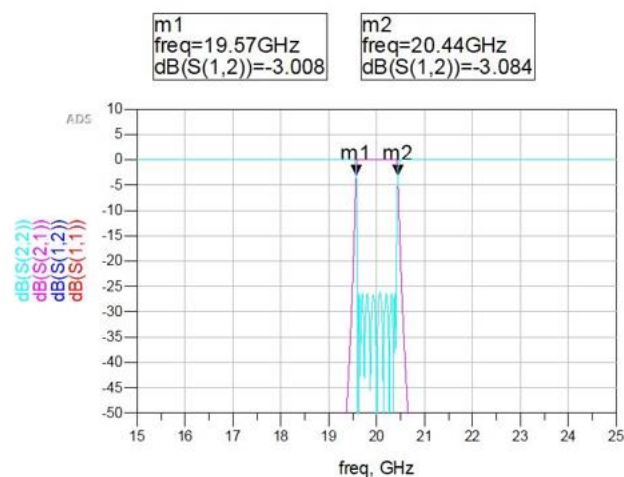
Tabla 6 Valores de elementos concentrados de filtro paso banda

Elementos del filtro paso banda	Condensador	Bobina
Resonador serie	0.39085 pF	0.16202 nH
Resonador paralelo	0.28389 nF	0.22306 pH
Resonador serie	0.17642 pF	0.35895 nH
Resonador paralelo	0.34069 nF	0.18587 pH
Resonador serie	0.16703pF	0.37913 nH
Resonador paralelo	0.34069 nF	0.18587 pH
Resonador serie	0.17642 pF	0.35895 nH
Resonador paralelo	0.28389 nF	0.22306 pH
Resonador serie	0.39085 pF	0.16202 nH

El diseño del circuito paso banda y su respuesta se muestran en la Figura (3.7.a) y Figura (3.7.b) respectivamente.



(a)



(b)

Figura 3.7 Filtro paso banda de elementos concentrados. (a) Diseño. (b) Respuesta.

Una vez que ya se ha calculado los valores de las bobinas y condensadores se procede a obtener el valor de los inversores tal y como se explica en la Sección 2.3. El valor de la reactancia x se puede elegir de manera arbitraria. Se decide utilizar una $x=\pi/2$ para todos los inversores. Con esto, todos los valores de las bobinas y condensadores del circuito tienen el mismo valor.

$$L = \frac{x}{w_0} = \frac{\pi}{2w_0} = 12.5 \text{ pF}$$

$$C = \frac{1}{x \cdot w_0} = \frac{2}{\pi \cdot w_0} = 5.0661 \text{ pF}$$

La expresión de los inversores de acuerdo con la Figura (2.11) es:

$$\frac{K_1}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_0g_1}} \quad \frac{K_i}{Z_0} = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{i-1}g_i}} \quad i = 2 \dots n \quad \frac{K_{n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_ng_{n+1}}} \quad (3.3)$$

siendo:

$$\Delta = \frac{\lambda g_1 - \lambda g_2}{\lambda g_0} \quad (3.4)$$

Es en este punto cuando se observa que, debido a (3.4), los valores circuitales objetivo de (3.3) diferirán de una geometría a otra.

A continuación, se procede a detallar la implementación de los filtros en las distintas geometrías.

3.2.1 Filtro en guía rectangular

En esta última fase, se pueden diferenciar dos etapas de diseño tal y como se explica en la sección 2.3.2. La estructura del filtro se corresponde con la Figura (3.8).

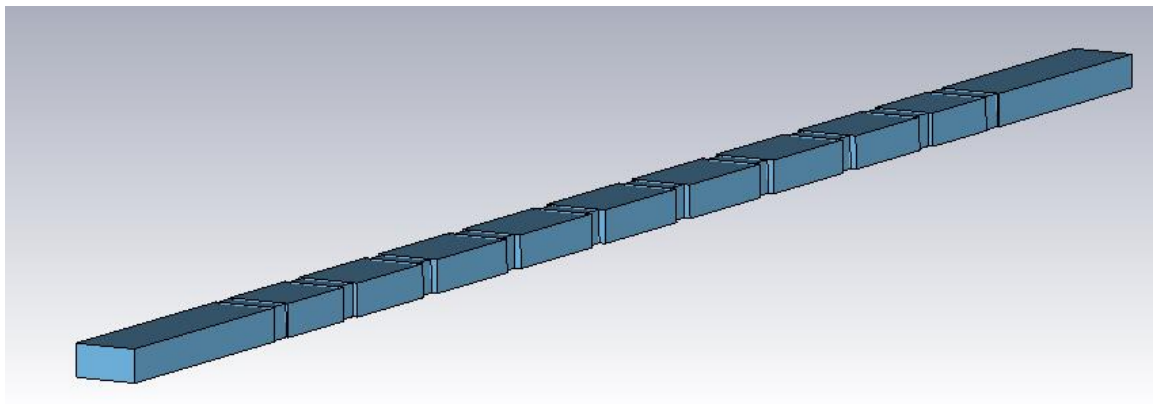


Figura 3.8 Filtro paso banda en guía rectangular

Implementación del resonador

Lo primero para calcular las dimensiones del resonador es elegir un valor de ancho de guía a y un alto de guía b que permita un ancho de banda monomodo en toda la banda de paso del filtro. Dado que la guía del filtro es rectangular y se va a seleccionar $a > b$, se sabe que el modo fundamental de la misma es el TE_{10} . Los valores de ancho y alto elegidos son $a = 8 \text{ mm}$ y $b = 4 \text{ mm}$.

A partir de la fórmula 2.5 se obtienen los siguientes valores de frecuencias de corte de la guía:

$$fc_{TE10} = \frac{c}{2a} = 18.75 \text{ GHz} \quad fc_{TE20} = \frac{c}{a} = 37.5 \text{ GHz} \quad fc_{TE01} = \frac{c}{2b} = 37.5 \text{ GHz}$$

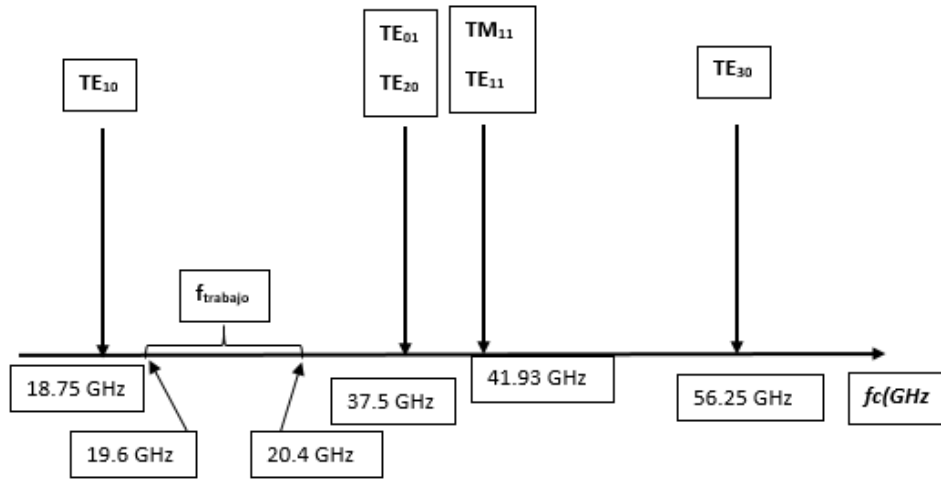


Figura 3.9 Frecuencias de filtro del paso banda en guía de onda rectangular

En la Figura (3.9), se puede observar que la banda de trabajo está lo suficientemente alejada de la frecuencia de corte de los modos superiores (TE_{20} y TE_{01}) y que en ella únicamente el modo TE_{10} está en propagación. Por ello, se puede concluir que los valores de a y b elegidos son adecuados para el diseño.

Dado que en este apartado se pretende realizar una prueba práctica de los apartados 2.1 y 2.3 se decide realizar el filtro en el modo TE_{10} sin realizar ninguna comparación entre distintos modos resonantes para ver cual de ellos podría ofrecer mejores prestaciones al filtro.

De esta manera, los resonadores tendrán una longitud $\lambda_g/2$, que para un valor de frecuencia de 20 GHz se corresponden con una longitud de guía de onda $\lambda_g/2 = 21.55 \text{ mm}$.

Implementación de los iris

A partir de los datos calculados con anterioridad, se calcula el valor del ancho de banda fraccional a partir de la fórmula (3.4) y se obtiene un valor de $\Delta = 0.3525$.

Con esto y a partir de las fórmulas (3.3) se calculan los valores circuitales objetivo de inversores de impedancia tal y como se muestran en la Tabla (7).

Tabla 7 Valores de inversores de impedancia del filtro paso banda en guía rectangular

Valores objetivo de inversores de impedancia									
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10
0.8245	0.5136	0.345	0.315	0.3065	0.3065	0.315	0.345	0.5136	0.8245

Una vez que se han calculado los valores objetivo de los inversores de impedancia, se procede a realizar las simulaciones del iris mediante un simulador electromagnético tal y como se explica en la sección 2.3.2 (Figura (3.10)).

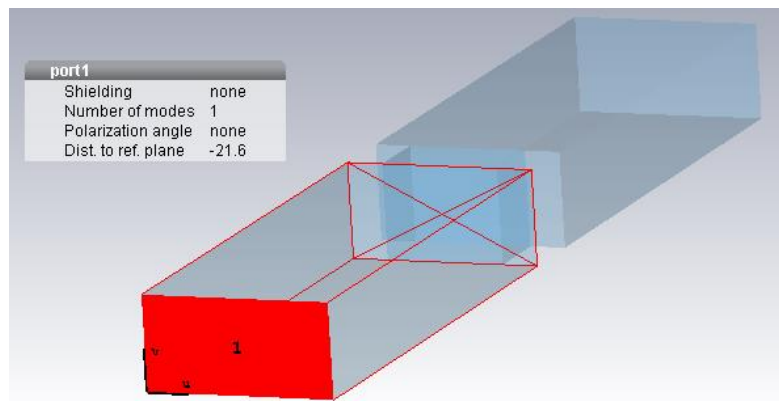


Figura 3.10 Simulación electromagnética de iris en guía rectangular

A partir de los parámetros S obtenidos de la simulación electromagnética y de las fórmulas (2.10), (2.11), (2.12) y (2.13) se representa en el software comercial Matlab una gráfica de valores normalizados de inversores de impedancia frente a aperturas de iris en guía rectangular (Figura (3.11)) y otra de valores normalizados de inversores de impedancia frente a la longitud eléctrica en guía rectangular (Figura (3.12)).

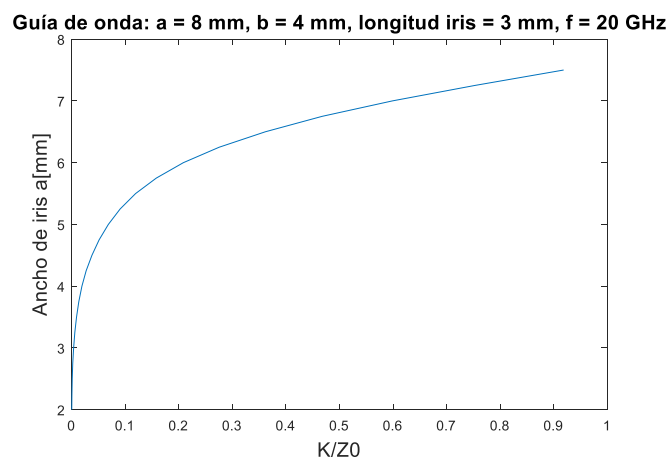


Figura 3.11 Valores normalizados de inversor de impedancia frente a apertura de iris en guía rectangular

A partir de la gráfica de la Figura (3.11) y con los valores objetivo de los inversores de impedancia de la Tabla (7) se obtienen los valores de las aperturas de iris a_i . Los resultados se muestran en la Tabla (8).

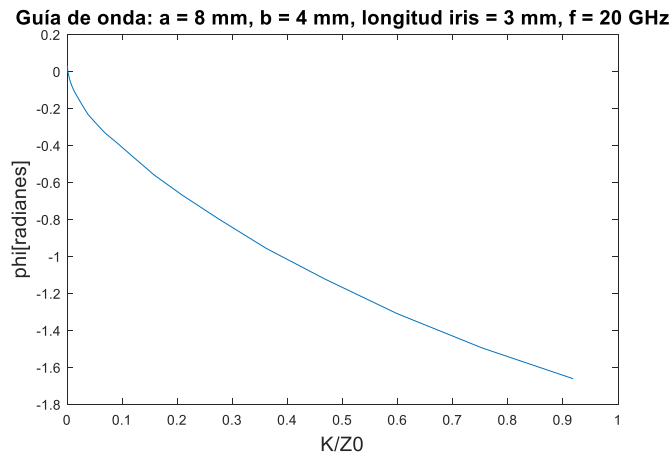


Figura 3.12 Valores normalizados de inversor de impedancia frente a la longitud eléctrica en guía rectangular

Del mismo modo, con la gráfica de la Figura (3.12) y con los valores objetivo de los inversores de impedancia de la Tabla (7) se obtienen el valor de los ϕ_i que permiten el cálculo de las longitudes finales de los resonadores. A través de la fórmula (2.14) se obtienen los valores de longitud de resonadores mostrados en la Tabla (9).

Tabla 8 Valores de ancho de iris en guía rectangular

Apertura iris [mm]									
Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8	Iris 9	Iris 10
7.3146	6.8	6.45	6.35	6.3	6.3	6.35	6.45	6.8	7.3146

Tabla 9 Valores de longitud de resonadores en guía rectangular

Longitud de los resonadores [mm]								
Res. 1	Res. 2	Res.3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	Res. 8	Res. 9
12 mm	14.1 mm	15.3 mm	15.6 mm	15.7 mm	15.6 mm	15.3 mm	14.1 mm	12 mm

Resultado

La simulación del filtro de la Figura (3.8) implementado con las dimensiones recogidas en las Tablas (8) y (9) se muestra en la Figura (3.13).

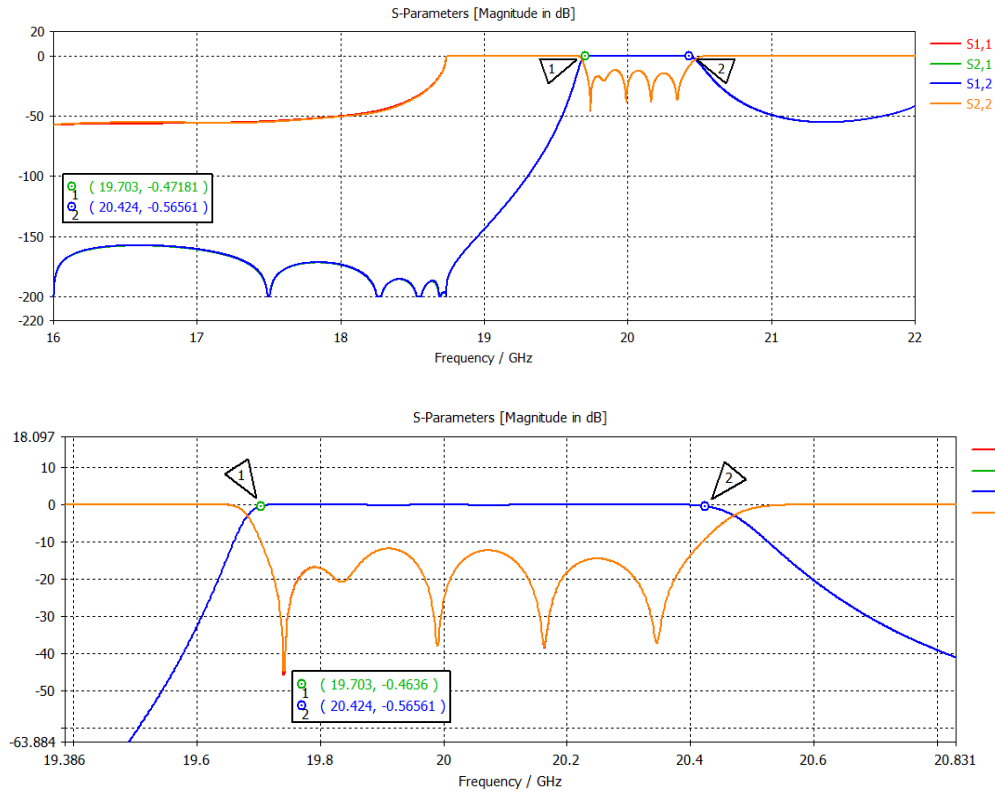


Figura 3.13 Respuesta del filtro paso banda en guía de onda rectangular

Se puede observar que la respuesta final del filtro se parece a la respuesta del circuito con elementos concentrados, pero no llega a cumplir las especificaciones de pérdidas de reflexión debido a que el procedimiento que se ha seguido para su diseño no es completamente exacto, sino que es una aproximación. Esto provoca que el resultado no sea perfecto y que sea necesario el realizar una optimización. Los valores de apertura de iris y la longitud de los resonadores tras la optimización se encuentran en la Tabla (10) y (11), comparados con los valores iniciales de las Tablas (8) y (9). La respuesta tras la optimización se muestra en la Figura (3.14).

Tabla 10 Comparación anchos irises en guía de onda rectangular tras optimización

	Ancho de iris [mm]									
	Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8	Iris 9	Iris 10
Tamaño inicial	7.3146	6.8	6.45	6.35	6.3	6.3	6.35	6.45	6.8	7.3146
Tamaño optimizado	7.3694	6.7210	6.4550	6.3300	6.3210	6.3210	6.3300	6.4550	6.7210	7.3694

Tabla 11 Comparación longitud de resonadores en guía de onda rectangular tras optimización

	Longitud resonadores [mm]									
	Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	Res. 8	Res. 9	Res. 10
Tamaño inicial	12.0000	14.10	15.30	15.60	15.70	15.60	15.30	14.10	12.0000	12.0000
Tamaño optimizado	11.9400	14.2000	15.2800	15.5300	15.6800	15.5300	15.2800	14.2000	11.9400	7.3694

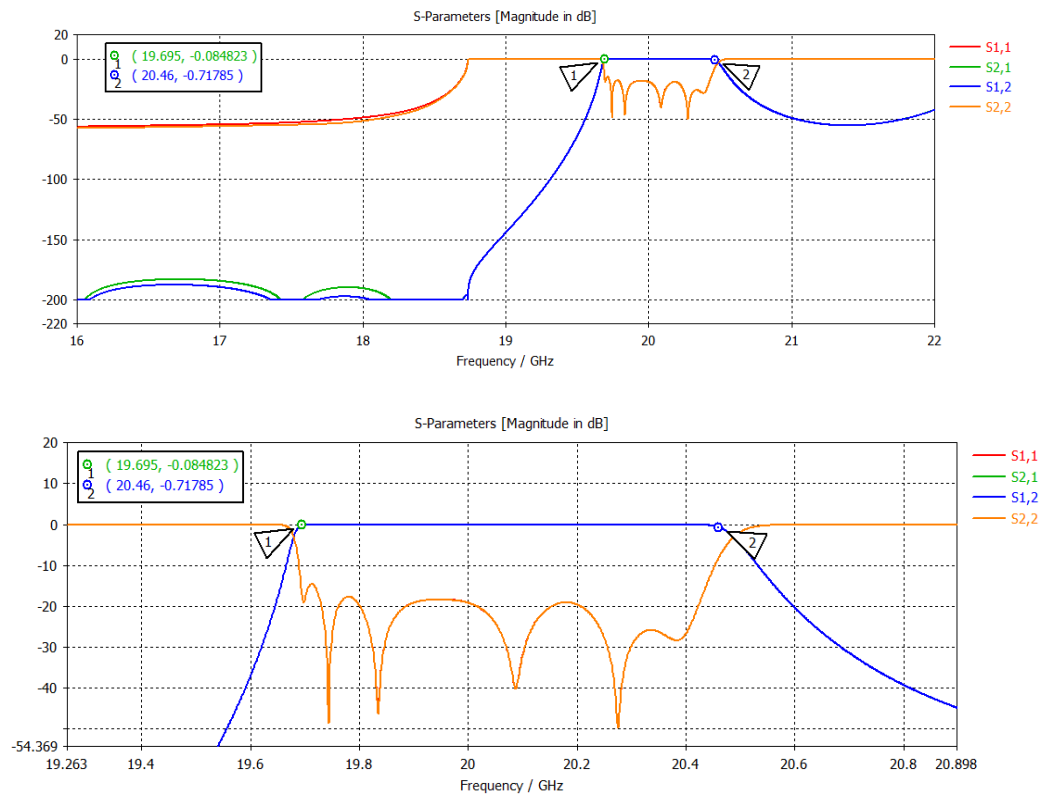


Figura 3.14 Respuesta del filtro paso banda optimizado en guía de onda rectangular

3.2.2 Filtro en guía triangular equilátera

La Figura (3.15) corresponde con la estructura del filtro de orden nueve en guía triangular equilátera del cual se van a calcular las dimensiones.

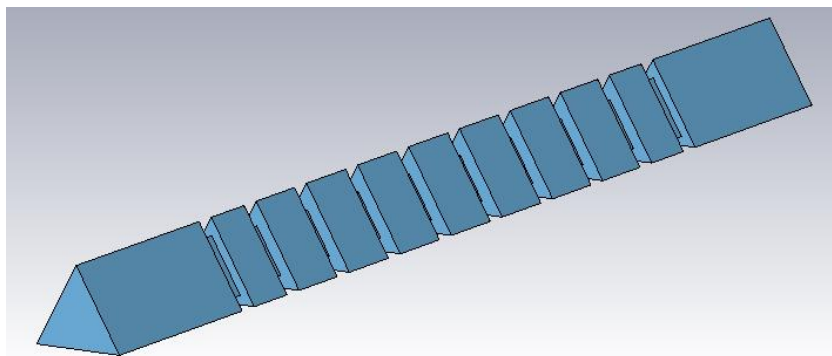


Figura 3.15 Filtro paso banda en guía de onda triangular equilátera

Implementación del resonador

En este filtro, a diferencia del anterior se va a analizar la carta de modos de la guía de onda triangular equilátera de la Figura (3.16) y a comparar entre distintos modos para ver cuál ofrece mejores condiciones. El filtro se realizará en el modo TE_{10q} en la Figura (3.16) representado en rojo, y se analizará que resonancia (subíndice q) es la más adecuada (se analizarán los modos con $q = 2, 3$ y 4).

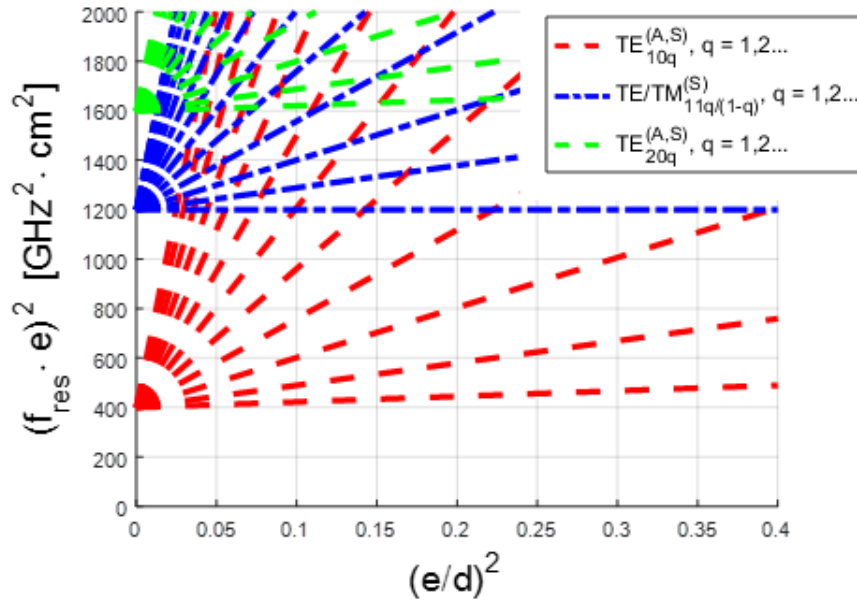


Figura 3.16 Carta de modos guía triangular equilátera

El análisis de los modos TE_{102} , TE_{103} y TE_{104} se va a realizar en términos de ancho de banda libre de espúreos y de factor calidad para una conductividad de $5.8e+07$ S/M [2].

A partir de la Figura (3.16) se cogen tres puntos dependientes de $(f_{res} e)^2$ (*punto 1=752.9*, *punto 2=844.4* y *punto 3=929.8*) que ofrezcan mejores prestaciones de ancho de banda libre de espúreos.

La Tabla (12) recoge los factores de calidad correspondientes y la frecuencia de la siguiente resonancia (superior o inferior) para modos de la misma simetría (magnética vertical).

Tabla 12 Comparación de diferentes modos resonantes guía triangular equilátera

TABLA fres=20GHz								
Modo	e [cm]	longitud [cm]	fres [GHz]	fsup [GHz]	finf [GHz]	BW M. S. [GHz]	BW M. I. [GHz]	Factor de calidad Q
TE ₁₀₂	13,69	21,9328	19,99982	25,17127	16,11979	5,17145	3,88003	6,9437E+03
TE ₁₀₃	14,5	31,1	19,97828	23,70305	16,82062	3,72477	3,15766	7,6043E+03
TE ₁₀₄	15,166	39,855	20,00357	22,82774	17,35045	2,82417	2,65312	8,2786E+03

En la tabla anterior los valores de resonancia correspondientes a f_{sup} y a f_{inf} son las frecuencias del modo inmediatamente superior e inferior de la misma simetría que los TE_{10q} , por lo que se puede observar que el modo de factor de calidad más alto es el TE_{104} y que el que ofrece mayor ancho de banda libre de espúreos es el TE_{102} . Debido a que las diferencias de factor de calidad entre el TE_{102} y el TE_{104} no son muy significativas, se selecciona el modo TE_{102} para el diseño del filtro.

Teniendo en cuenta todo esto, se decide realizar el filtro en el modo TE_{102} , definiendo el valor del lado del triángulo del resonador a $e = 13.69$ mm. En esta guía, se usarán resonadores de longitud $\lambda_g = 22$ mm.

Respecto a la frecuencia de corte fundamental de la guía, para un cálculo se requiere del uso de la fórmula (2.9), donde k_c viene definido por la fórmula (3.5). De este modo, la frecuencia de corte del modo fundamental de la guía es $f_{cTE10} = 14.6$ GHz.

$$k_c = 4 \frac{\pi}{3e} \sqrt{m^2 + n^2 + mn} \quad (3.5)$$

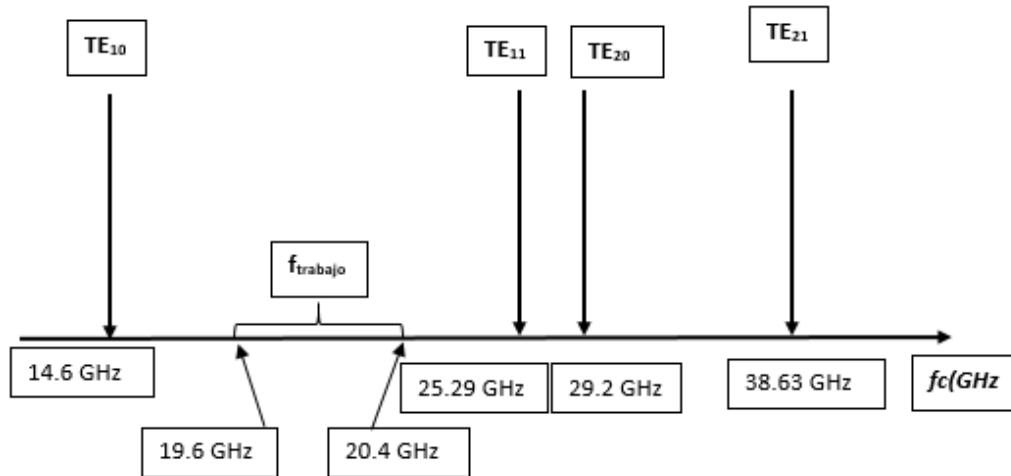


Figura 3.17 Frecuencias de corte del filtro paso banda en guía de onda triangular equilátera

Se puede observar en la Figura (3.17) que la frecuencia de trabajo del filtro se encuentra en el ancho de banda monomodo.

Implementación de los irises

Una vez calculadas las longitudes de onda a la frecuencia central y los extremos de la banda de paso del filtro se calcula el valor del ancho de banda fraccional de la guía mediante la fórmula (3.4), obteniéndose un valor de $\Delta = 0.0859$. A partir de este valor se usan las fórmulas (3.3) para calcular los valores circuitales objetivo de inversores de impedancia. El resultado se muestra en la Tabla (13).

Tabla 13 Valores de inversores de impedancia para guía triangular equilátera

Valores objetivo de inversores de impedancia									
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10
0.407	0.1251	0.0841	0.0767	0.0747	0.0747	0.0767	0.0841	0.1251	0.407

A través de la simulación electromagnética del iris se calculan los valores de los parámetros S como en la sección 2.3.2.

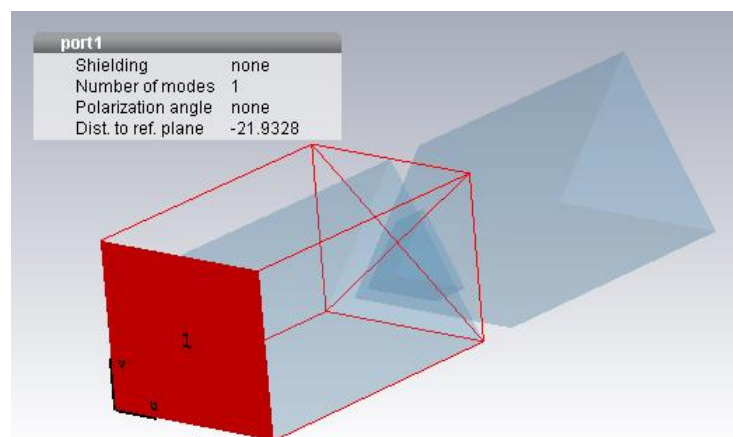


Figura 3.18 Simulación electromagnética de iris en guía triangular equilátera

A partir de los resultados de la simulación, se usan las fórmulas (2.10), (2.11), (2.12) y (2.13) para poder representar los valores de apertura de iris y de longitud eléctrica frente a valores de inversor de impedancia en las Figuras (3.19) y (3.20) respectivamente.

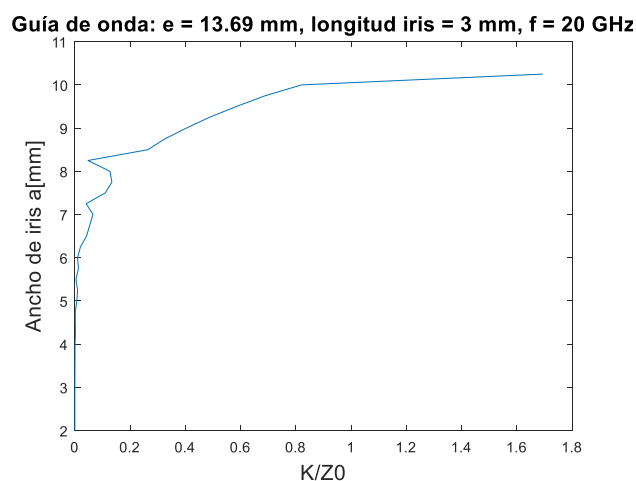


Figura 3.19 Valores normalizados de inversor de impedancia frente a apertura de iris en guía triangular equilátera

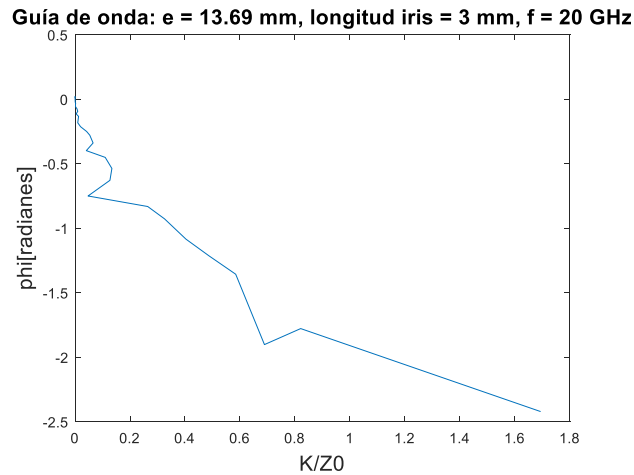


Figura 3.20 Valores normalizados de inversor de impedancia frente a la longitud eléctrica en guía triangular equilátera

Con los valores objetivo de los inversores de impedancia de la Tabla (13), se cogen los valores del lado e_i de los iris y se obtienen los valores de la Tabla (14).

Para las longitudes de los resonadores, se realiza el mismo procedimiento que en la guía rectangular. Con ayuda de la Figura (3.20) se obtienen los valores de los ϕ_i correspondientes para los valores objetivo de los inversores de impedancia del filtro, y con ellos y la fórmula (2.14) se calculan el valor de las longitudes de los resonadores mostradas en la Tabla (15).

Tabla 14 Valores de ancho de iris en guía triangular equilátera

Apertura iris [mm]									
Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8	Iris 9	Iris 10
9.1	7.65	7.15	7.1	7.05	7.05	7.1	7.15	7.65	9.1

Tabla 15 Valores de longitud de resonadores en guía triangular equilátera

Longitud de los resonadores [mm]								
Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	Res. 8	Res. 9
8.2353	9.4928	9.7112	9.7467	9.7554	9.7467	9.7112	9.4928	8.2353

Resultado

La simulación del filtro de la Figura (3.15) implementado con las dimensiones recogidas en las Tablas (14) y (15) se muestran en la Figura (3.21).

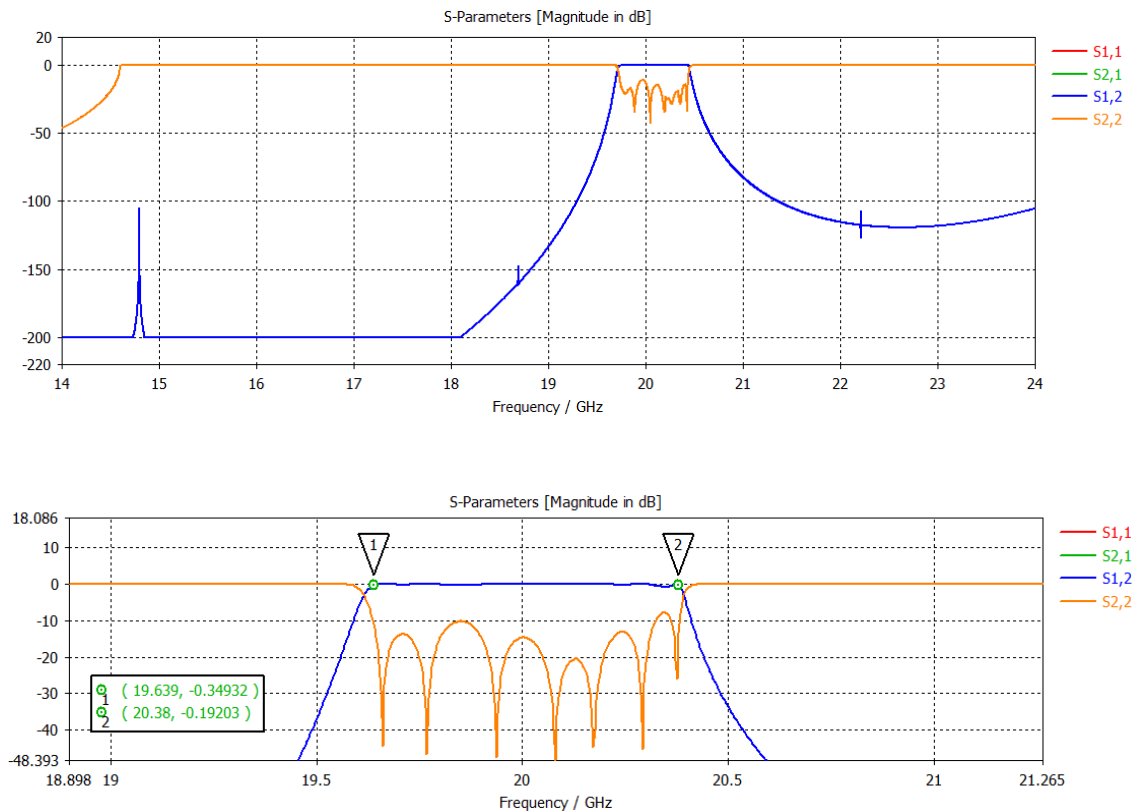


Figura 3.21 Respuesta del filtro paso banda en guía de onda triangular equilátera

Al igual que sucedía con el filtro rectangular, para cumplir con las especificaciones del filtro es necesario optimizar sus dimensiones. Los valores de apertura de iris y la longitud de los resonadores tras la optimización se encuentran en las Tablas (16) y (17), comparados con los valores iniciales de las Tablas (14) y (15).

Tabla 16 Comparación de los anchos de los iris en guía de onda triangular equilátera tras optimización

	Ancho de iris [mm]									
	Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8	Iris 9	Iris 10
Tamaño inicial	9.1000	7.65	7.15	7.10	7.05	7.05	7.10	7.15	7.65	9.1000
Tamaño optimizado	9.1370	7.6550	7.2200	7.1240	7.1040	7.1040	7.1240	7.2200	7.6550	9.1370

Tabla 17 Comparación de la longitud de los resonadores en guía de onda triangular equilátera tras optimización

	Longitud resonadores [mm]								
	Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	Res. 8	Res. 9
Tamaño inicial	8.2353	9.49	9.71	9.75	9.76	9.75	9.71	9.49	8.2353
Tamaño optimizado	8.0716	9.4320	9.6870	9.7380	9.7447	9.7380	9.6870	9.4320	8.0716

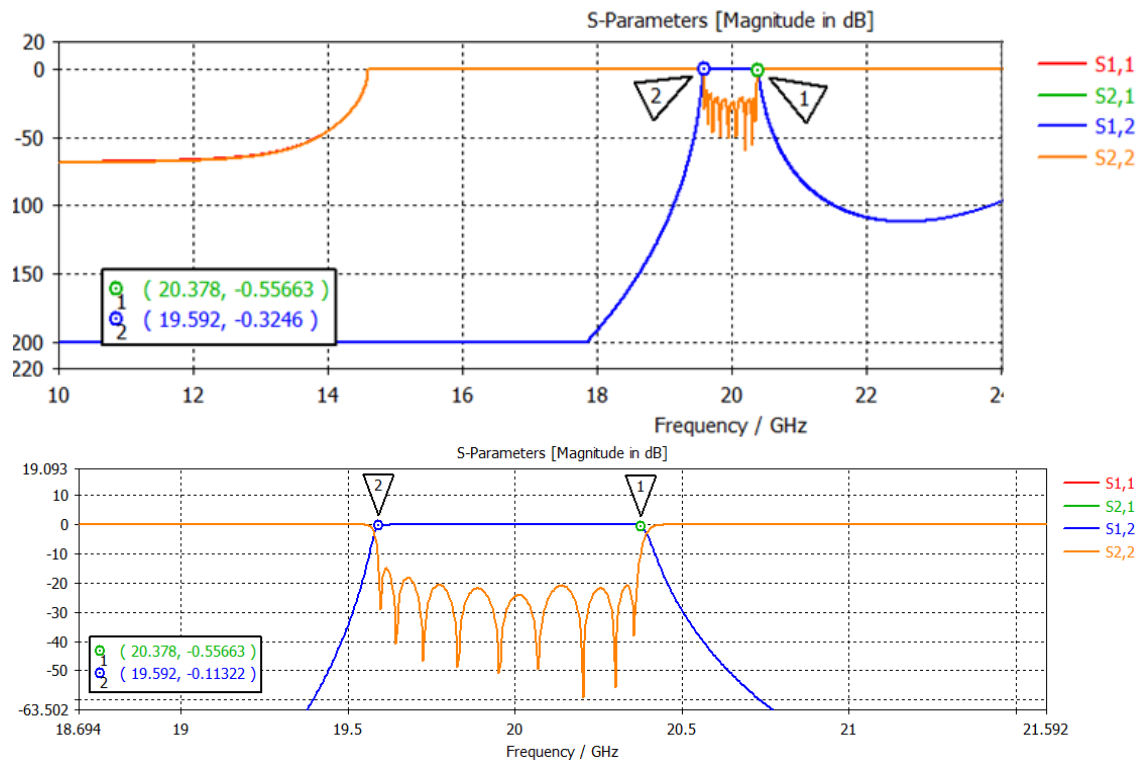


Figura 3.22 Respuesta del filtro paso banda optimizado en guía de onda triangular equilátera

3.2.3 Filtro en guía parabólica

La Figura (3.23) corresponde con la estructura del filtro de orden nueve en guía parabólica del cual se van a calcular las dimensiones.

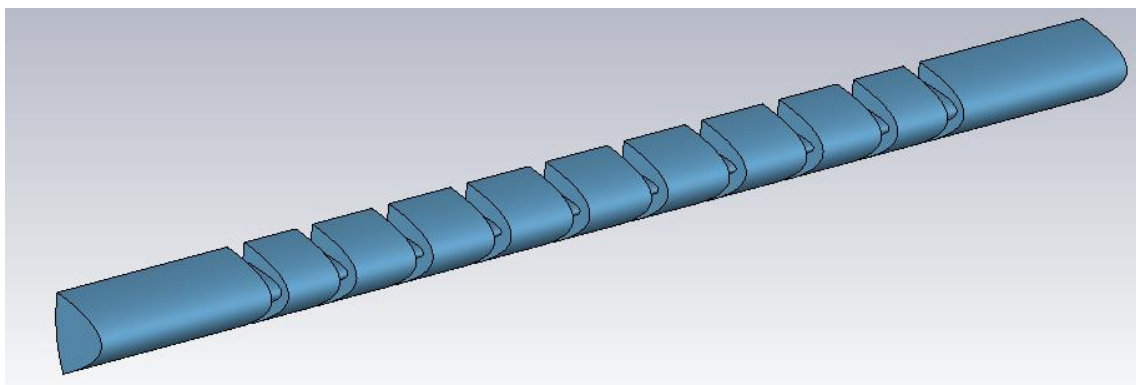


Figura 3.23 Filtro paso banda en guía de onda parabólica

Implementación del resonador

El primer paso consiste en elegir una frecuencia de corte de la guía que el modo fundamental se propague en la banda de paso del filtro. En este caso se ha decidido coger una $f_c = 16 \text{ GHz}$.

A partir de la frecuencia de corte se calcula el valor de k_c a partir de la fórmula (2.11), obteniéndose un valor de $k_c = 335.1 \text{ m}^{-1}$. Por otra parte, en la Figura (3.24) se representan los k_c para los primeros modos de una guía parabólica definida por el ratio $r = b/w$. En dicho ratio b y w representan la altura y la anchura de la guía rectangular que envuelve exteriormente la sección parabólica. Dado el k_c obtenido a partir de la frecuencia de corte, se escogen 4 puntos representativos de la Figura (3.24) correspondientes a cuatro ratios r : $r = 1.556, 1.112, 0.668$ y 0.224 . Se puede observar en dicha Figura que dependiendo del ratio escogido el modo fundamental varía (presentando de hecho diferente simetría horizontal).

En la Tabla (18) se recogen los valores de u, v, b y w correspondientes a los cuatro ratios seleccionados para la primera resonancia del modo fundamental ($q = 1$), donde u y v se calculan resolviendo el sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned} w &= 0.5(u^2 + v^2) \\ b &= 2uv \end{aligned} \quad (3.6)$$

Así mismo se calcula la distancia de la guía de onda por medio de la fórmula (2.9) para $f_{res} = 20 \text{ GHz}$, obteniéndose un valor de 12.5 mm (nótese que como $q = 1$ en todos los ratios de esta tabla, la distancia permanece constante). Con esta longitud de guía, se resuelven numéricamente mediante el software comercial CST las frecuencias de resonancia superior e inferior de igual simetría (pared) que la del modo fundamental y calcula su factor de calidad asociado.

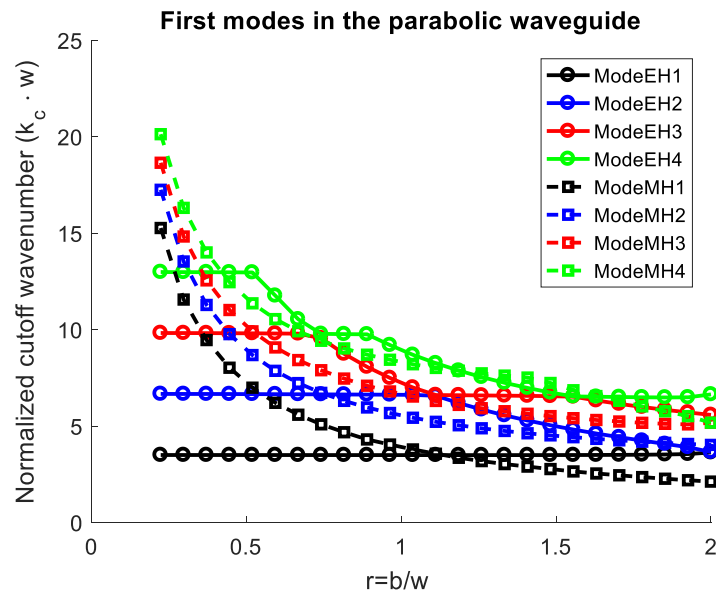


Figura 3.24 Carta de modos guía parabólica

Tabla 18 Comparación de prestaciones para el modo fundamental con $q = 1$ para distintos ratios r

Resonancia $q=1$ del modo fundamental				
Ratio	1.556	1.112	0.668	0.224
Pared	MH	EH	EH	EH
w	7.89316	10.365	10.635	10.435
b	12.2817	11.826	6.967	2.3376
u	1.713	4.345	0.76596	0.25624
v	3.585	1.361	4.5479	4.5611
d	12.5	12.5	12.5	12.5
fsup [GHz]	24.258	23.63493	28.63808	28.80941
finf [GHz]	-	-	-	-
BW M.S [GHZ]	4.258	3.63493	8.63808	8.80941
BW M.I [GHZ]	-	-	-	-

Por otro lado, se analizan de forma similar la segunda y tercera resonancia ($q = 2$ y $q = 3$) para los mismos cuatro ratios. Los valores correspondientes se presentan en las tablas (19) y (20).

Tabla 19 Comparación de prestaciones para el modo fundamental con $q = 2$ para distintos ratios r

Resonancia $q=2$ del modo fundamental				
Ratio	1.556	1.112	0.668	0.224
Pared	MH	EH	EH	EH
w	7.89316	10.365	10.635	10.435
b	12.2817	11.826	6.967	2.3376
u	1.713	4.345	0.76596	0.25624
v	3.585	1.361	4.5479	4.5611
d	25	25	25	25
fsup [GHz]	21.92439	23.63522	23.84499	24.04987
finf [GHz]	17.10311	17.12442	16.7595	17.05024
BW M.S [GHZ]	1.92439	3.63522	3.84499	4.04987
BW M.I [GHZ]	2.89689	2.87558	3.2405	2.94976
Factor Q	6.93E+03	8.11E+03	5.87E+03	2.46E+03
Modo	2	4	2	2

Tabla 20 Comparación de prestaciones para el modo fundamental con $q = 3$ para distintos ratios r

	Resonancia $q=3$ del modo fundamental			
Ratio	1.556	1.112	0.668	0.224
Pared	MH	EH	EH	EH
w	7.89316	10.365	10.635	10.435
b	12.2817	11.826	6.967	2.3376
u	1.713	4.345	0.76596	0.25624
v	3.585	1.361	4.5479	4.5611
d	37.5	37.5	37.5	37.5
f_{sup} [GHz]	21.4683	22.64918	22.3783	22.5966
f_{inf} [GHz]	17.90368	2.64918	17.57536	17.85286
BW M.S [GHZ]	1.4683	2.6555	2.3783	2.5966
BW M.I [GHZ]	2.09632	2.0759	2.42464	2.14714
Factor Q	7.02E+03	8.12E+03	5.91E+03	2.46E+03
Modo	3	6	3	3

A través de los valores obtenidos en las Tablas (18), (19) y (20) mediante el simulador electromagnético comercial CST se comparan el ancho de banda inferior y superior de los distintos modos. En la tabla anterior los valores f_{sup} y f_{inf} corresponden con las frecuencias de modo inmediatamente superior e inferior de la misma simetría que el modo fundamental (ya sea EH o MH) descartando las Tablas (19) y (20) debido a que la longitud del filtro es mucho mayor y a que los anchos de banda son peores comparados con la Tabla (18).

Comparando los ratios de la Tabla (18) se puede observar que el ratio de factor de calidad más alto es el de $r=1.112$. Por todo esto, se selecciona el $r=1.112$ para una resonancia del modo fundamental $q=1$ y con unos valores $u=4.345$ mm y $v=1.361$ mm. La longitud de onda de las cavidades resonantes es $\lambda_g=25$ mm.

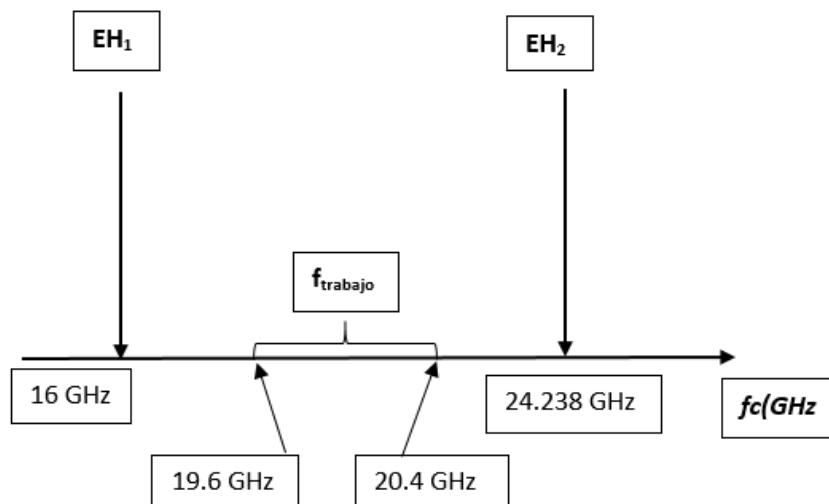


Figura 3.25 Frecuencias de corte del filtro paso banda en guía de onda triangular equilátera

Se puede ver en la Figura (3.25) que la banda de trabajo del filtro se encuentra en un ancho de banda monomodo.

Implementación de los irises

Para calcular el ancho de banda fraccional, primero se debe calcular las longitudes de onda de la frecuencia central, y a los extremos de la banda de paso. A partir de la fórmula (3.4), se calcula $\Delta = 0.112$ que con las fórmulas (3.3) para calcular los valores circuitales objetivo de inversores de impedancia con el resultado de la Tabla (21).

Tabla 21 Valores de inversores de impedancia para guía parabólica

Valores objetivo de inversores de impedancia									
K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	K9	K10
0.4643	0.1629	0.1094	0.0999	0.0972	0.0972	0.0999	0.1094	0.1629	0.4643

A través de una simulación electromagnética del iris se calculan los valores de los parámetros S tal y como se explica en la Sección 2.3.2.

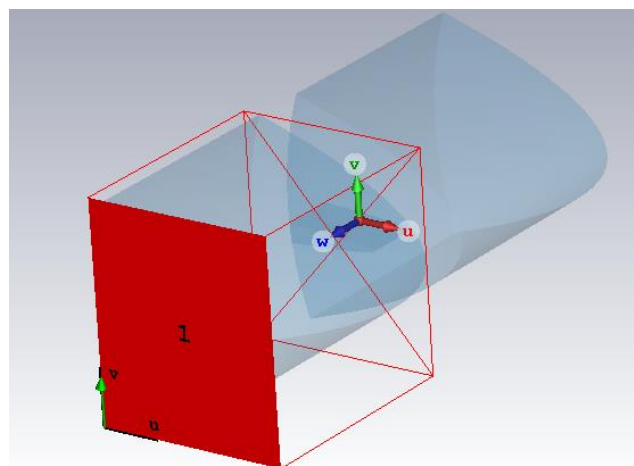


Figura 3.26 Simulación electromagnética de iris en guía parabólica

Con los resultados de la simulación, y usando las fórmulas (2.10), (2.11), (2.12) y (2.13), se representan los valores de apertura de iris y de longitud eléctrica frente a los valores de inversor de impedancia en las Figuras (3.27) y (3.28) respectivamente.

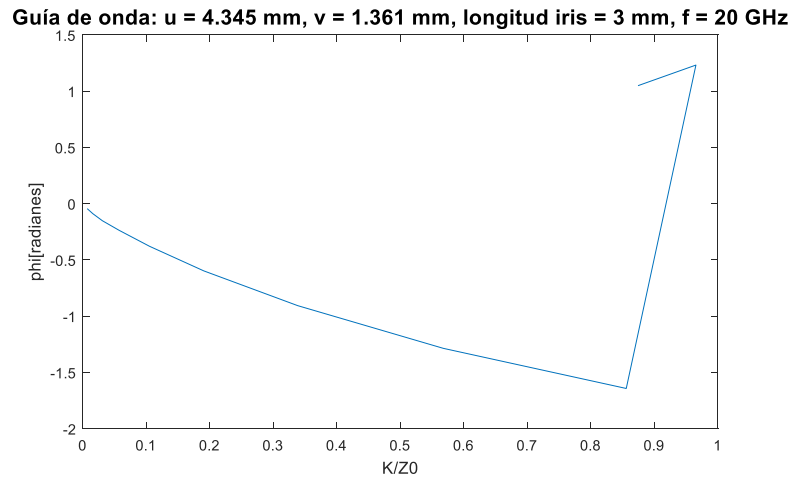


Figura 3.27 Valores normalizados de inversor de impedancia frente a apertura de iris en guía parabólica

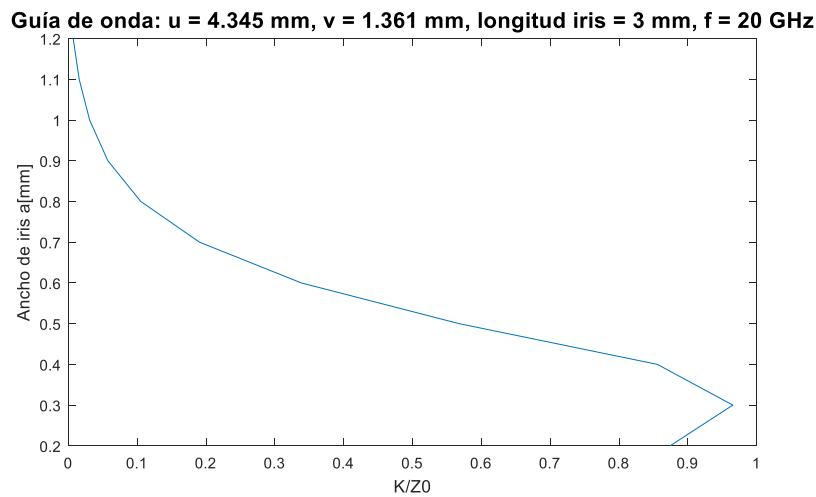


Figura 3.28 Valores normalizados de inversor de impedancia frente a la longitud eléctrica en guía parabólica

Es importante mencionar que en este diseño el valor que se selecciona de la Figura (3.27), no corresponderá con el valor de la parábola del iris, sino que será el valor a quitar a las curvas que definen el contorno de una guía (u y v) de la parábola.

Para las longitudes de los resonadores, se realiza el mismo procedimiento que en la guía rectangular. Con ayuda de la Figura (3.28) se obtienen los valores de los ϕ_i correspondientes para los valores objetivo de los inversores de impedancia del filtro, y con ellos y la fórmula (2.14) se calculan el valor de las longitudes de los resonadores mostradas en las Tabla (21).

Tabla 22 Valores a restar a los lados de la guía parabólica

Valor a restar a " u " y " v "									
t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7	t8	t9	t10
0.56	0.72	0.8	0.81	0.8105	0.8105	0.81	0.8	0.72	0.56

Tabla 23 Valores de longitud de los resonadores en guía parabólica

Longitud resonadores [mm]								
Res.1	Res.2	Res.3	Res.4	Res.5	Res.6	Res.7	Res.8	Res.9
9.1	10.6	11	11.1	11.1	11.1	11	10.6	9.1

Resultado

La simulación del filtro de la Figura (3.23) implementado con las dimensiones recogidas en las Tablas (22) y (23) se muestran en la Figura (3.29)

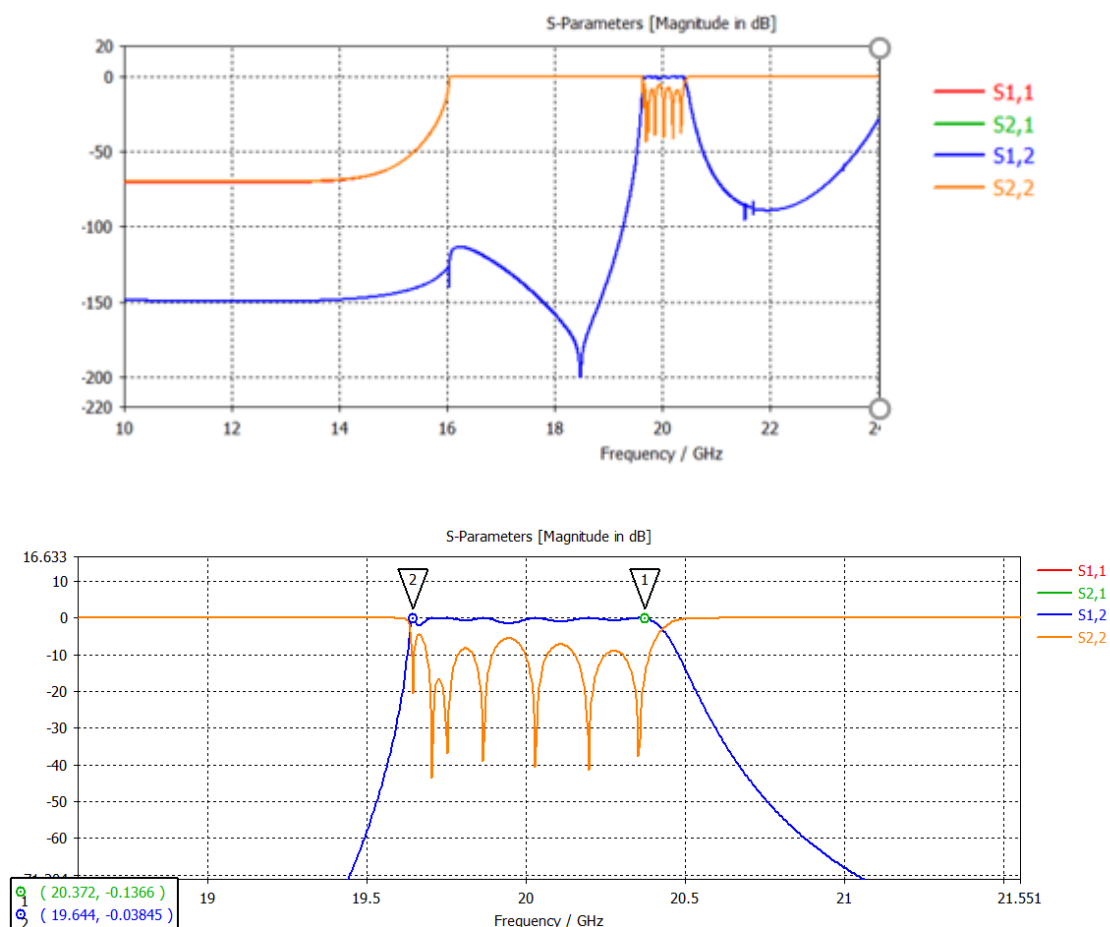


Figura 3.29 Respuesta filtro paso banda en guía de onda parabólica

Al igual que en todos los filtros realizados, se requiere de una optimización en el diseño para que se cumplan las especificaciones de diseño del filtro, y por tanto que el nivel de reflexión sea menor que 20 dB. La respuesta final del filtro parabólico optimizado se muestra en la Figura (3.30) con los valores de las Tablas (24) y (25).

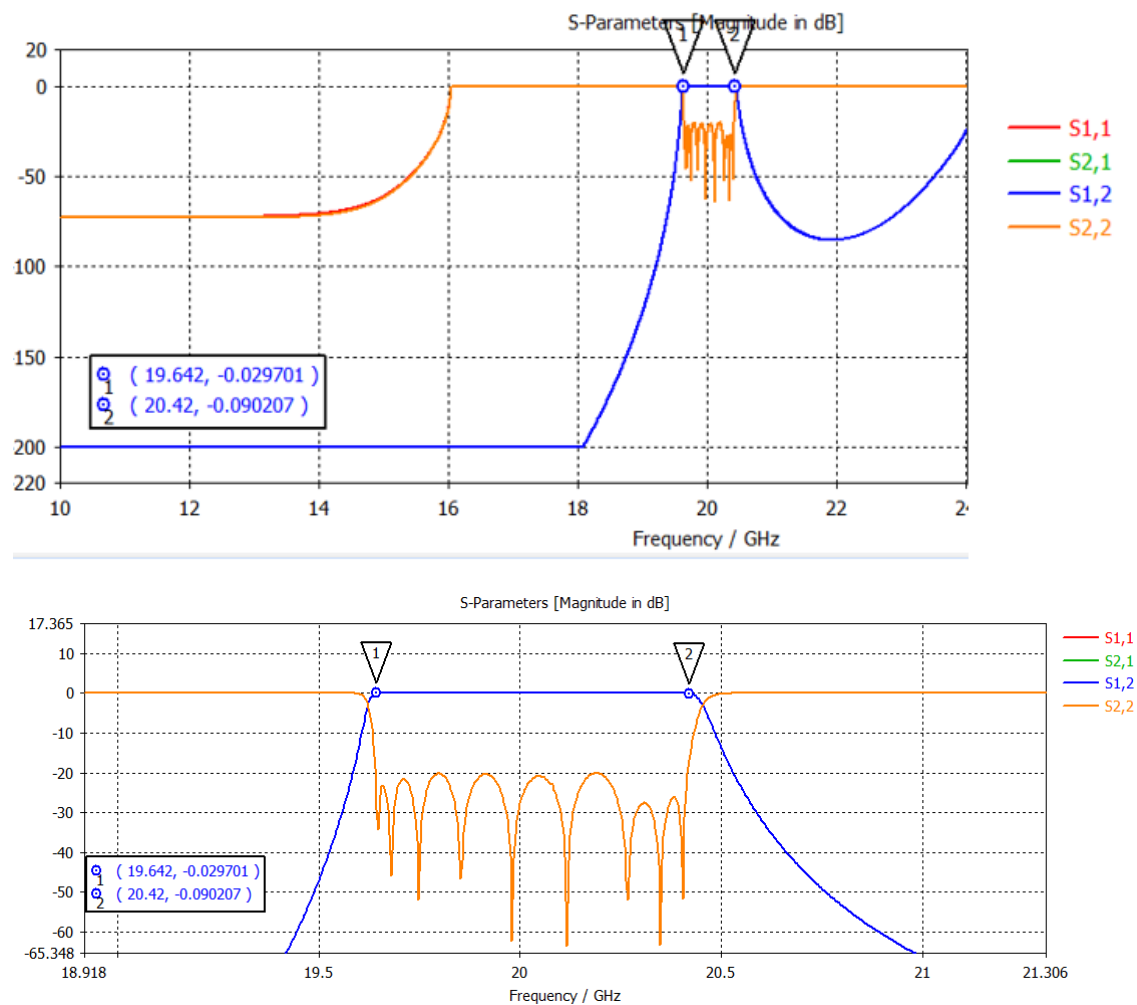


Figura 3.30 Respuesta del filtro paso banda optimizado en guía de onda parabólica

Tabla 24 Comparación valores a restar de guía de onda parabólica tras optimización

	Valores a restar a "u" y "v" [mm]									
	t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7	t8	t9	t10
Tamaño inicial	0.5600	0.72	0.80	0.81	0.8105	0.8105	0.81	0.80	0.72	0.5600
Tamaño optimizado	0.5180	0.7150	0.7850	0.8040	0.8080	0.8080	0.8040	0.7850	0.7150	0.5180

Tabla 25 Comparación longitud de resonadores de la guía de onda parabólica tras optimización

	Longitud resonadores [mm]								
	Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	Res. 8	Res. 9
Tamaño inicial	9.1000	10.60	11.00	11.10	11.10	11.10	11.00	10.60	9.1000
Tamaño optimizado	8.0716	9.4320	9.6870	9.7380	9.7447	9.7380	9.6870	9.4320	8.0716

4 Conclusiones y trabajo futuro

4.1 Conclusiones

En este Trabajo Fin de Grado se ha estudiado la metodología clásica de diseño de filtros paso bajo y paso banda aplicada a filtros en guía de onda en geometrías rectangular, triangular equilátera y parabólica.

Se ha diseñado en primer lugar un prototipo pseudo-paso bajo de orden nueve en guía de onda rectangular, en la banda Ku (de 12.4 a 18 GHz).

En segundo lugar, se han diseñado tres prototipos paso banda de orden nueve en banda K (de 19.6 a 20.4 GHz).

Para la guía rectangular se ha decidido realizar el diseño del filtro paso banda en el modo TE_{101} sin análisis previo debido a que se buscaba validar la teoría estudiada en el Trabajo Fin de Grado.

En la guía triangular equilátera se ha realizado un análisis previo de los modos, comparando la segunda, tercera y cuarta resonancia del modo fundamental de la guía. A través de esta comparación se ha elegido el modo TE_{102} por presentar un buen compromiso entre ventana libre de espúreos y factor de calidad.

Por último, en la guía parabólica se ha realizado un análisis de modos para varios ratios de la primera, segunda y tercera resonancia del modo fundamental. En esta guía se ha elegido realizar el filtro en el modo la primera resonancia del modo fundamental para un ratio $r = 1.112$.

4.2 Trabajo futuro

Tras el desarrollo de este trabajo y de los resultados obtenidos se pretende seguir el estudio de las guías de onda tratadas en este TFG para otro tipo de filtros como polos extraídos.

También se podrían adaptar los filtros diseñados en guías poco convencionales para que tuvieran una entrada y salida en guía rectangular comercial a la frecuencia de trabajo (WR-51, WR-42).

Referencias

- [1] D. M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [2] R. J. Cameron, C. M. Kudsia and R. R. Mansour, Microwave filters for communication systems fundamentals, design and applications, Wiley-Interscience, 2007.
- [3] Jorge A. Ruiz Cruz, Medios de Transmisión, Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación.
- [4] Ana Morán López, Jorge A. Ruiz Cruz, Juan Córcoles, Jorge R. Montejo-Garai and Jesus M. Rebollar, Electromagnetic Scattering at the Waveguide Step between Equilateral Triangular Waveguides.
- [5] Ana Morán López, Jorge A. Ruiz Cruz, Juan Córcoles, Jorge R. Montejo-Garai and Jesus M. Rebollar, Robust Calculation of the Modes in Parabolic Cylinder Metallic Waveguides by Means of a Root-Finding Method for Bivariate Functions.
- [6] Juan Córcoles, Electrónica de Comunicaciones, Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación.
- [7] Pablo Pascual García, Modelos de Análisis y Diseño de Dispositivos en Guía Integrada en Sustrato para Banda Ku, Proyecto Fin de Carrera.
- [8] T. B. Mader, E. W. Bryerton, M. Markovic, M. Forman, and Z. Popovic, “Switched-mode high-efficiency microwave power amplifiers in a freespace power-combiner array,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 46, no. 10, pp. 1391–1398, Oct. 1998.
- [9] Jorge A. Ruiz Cruz, Dispositivos de Radiocomunicaciones, Asignatura del Master Universitario en Ingeniería de Telecomunicación.